

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Nabíječ vozidla DEMOCAR
DEMOCAR vehicle charger

2015

Bc. Andrej Čaplický

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Andrej Čaplický**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T015 Elektronika
Téma: **Nabíječ vozidla DEMOCAR
DEMOCAR Vehicle Charger**

Zásady pro vypracování:

1. Zpracujte rešerši stávajícího stavu v oblasti nabíjecích zdrojů pro oblast elektromobilů.
2. Navrhněte koncepci nabíjecího zdroje vozidla DEMOCAR pro stejnosměrné rychlonabíjení.
3. Pro vybranou koncepci navrhněte obvodové řešení výkonové i řídicí části a proveďte dimenzování.
4. Navržené řešení realizujte v rozsahu dle pokynů vedoucího diplomové práce a ověřte jeho funkci.

Seznam doporučené odborné literatury:

Krejčířík, A.: Moderní spínané zdroje, BEN-Technická literatura, 2010, ISBN 978-80-7300-303-6

Faktor, Z.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje - teorie, příklady návrhu, měření, BEN-Technická literatura, 2002, ISBN 80-86056-91-0

Vondrášek, F.: Výkonová elektronika-měniče s vlastní komutací a bez komutace, svazek 3, Plzeň 2003, ISBN 80-7082-980-X

Další literatura dle pokynů vedoucího diplomové práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015




doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prehlasujem, že som túto diplomovú prácu vypracoval samostatne.
Uviedol som všetky literárne pramene a publikácie, z ktorých som čerpal.

V Ostrave.....
7.5.2015

Podpis.....


Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce prof. Ing. Petru Chlebišovi,CSc, za jeho čas a ochotu poskytnúť mi rady a pripomienky k danej problematike, ako aj možnosť podieľať sa na veľmi zaujímavej diplomovej práci.

Abstrakt

Táto diplomová práca sa zaoberá návrhom a konštrukciou nabíjača pre reprezentačné vozidlo katedry elektroniky na VŠB – technická univerzita Ostrava nazvané DEMOCAR.

V teoretickej časti sú rozobrané niektoré najpoužívanejšie topológie výkonových obvodov spínaných zdrojov, problematika návrhu spínaných zdrojov s vysokou spínacou frekvenciou a vysokým výstupným napätím s výstupným výkonom 2 kW. Ďalej sa táto časť diplomovej práce zaoberá lithium-železo-fosfátovými akumulátormi, najmä ich zložením, technickými parametrami, vlastnosťami pri vybíjaní a nabíjaní, ale aj otázkou životnosti a dobou starnutia akumulátorov. Praktická časť tejto diplomovej práce je venovaná inžinierskej činnosti návrhu spoľahlivého a bezpečného nabíjača pre konkrétny elektromobil. V tejto časti je uvedený kompletný postup návrhu, nevyhnutné výpočty, technické riešenia problémov, ktoré sprevádzajú konštrukciu spínaných zdrojov s vysokou spínacou frekvenciou. V poslednej časti sú zhrnuté výsledky tejto práce, namerané priebehy, hodnoty signálov a parametrov na zhotovenom prototypu nabíjača.

Kľúčové slová

Spínaný zdroj, vysoká spínacia frekvencia, dvojčinný mostíkový menič, DC/DC menič, Li-fe-PO₄, elektromobil, výkonový MOSFER tranzistor, bezpečnosť,

Abstract

This thesis deals with the design and construction of charger for representative vehicle of the Department of Electronics at the Technical University of Ostrava called DEMOCAR. In the theoretical part of thesis, some of the most common topology of switching power supply power circuits, switching mode power supply design with high switching frequency problems and high output voltage with output power of 2 kW, are discussed. Furthermore, composition of lithium-iron-phosphate batteries, their properties, parameters during discharging and charging, but also a question of life and aging, are analyzed in this part of the thesis. In the practical part of this thesis, an engineering design development of reliable and safe charger for particular electric car is dedicated. Complete design procedure, the necessary calculations, technical solution of problems that accompany the design of switching power supply with high switching frequency, are also introduced. The last part summarizes the results of this work, the measured waveforms, the signal value and parameters of the prototype charger.

Key words

switching mode power supply, high switching frequency, DC/DC converter, Li-fe-PO₄, electric vehicle, power MOSFET tranzistor, safety

Zoznam použitých skratiek a symbolov

| | |
|------------|--|
| amp | výška amplitúdy napäťových pulzov pre budenie silového obvodu |
| A_{ZOS} | zosilnenie operačného zosilňovača v obvode merania výstupného prúdu |
| A_{ZOS1} | zosilnenie operačného zosilňovača v obvode merania výstupného napätia |
| B_M | dovolená hodnota magnetickej indukcie jadra toroidného výkonového transformátoru |
| B_R | remanentná indukcia |
| C_F | kapacita jedného kondenzátora v jednosmernom medziobvode |
| C_j | kapacita PN prechodu diódy |
| C_m | kapacita jednosmerného medziobvodu |
| C_{m_v} | vypočítaná kapacita jednosmerného medziobvodu |
| C_{m1} | kapacita rozdeľujúca napäťový medziobvod na polovicu |
| C_{m2} | kapacita rozdeľujúca napäťový medziobvod na polovicu |
| C_T | kapacita nastavovacieho kondenzátoru frekvencie vnútorných hodín generátoru pulzov |
| C_V | výstupná kapacita nabíjaču |
| D_0 | nulová dióda |
| d_1 | vnútorný priemer toroidného jadra výkonového transformátoru |
| d_2 | vonkajší priemer toroidného jadra výkonového transformátoru |
| DC | direct current – jednosmerný prúd |
| D_{D1} | demagnetizačná dióda |
| D_{D2} | demagnetizačná dióda |
| di/dt | časová konštanta prúdu |
| DPS | doska plošných spojov |
| du/dt | časová konštanta napätia |
| D_U | usmerňovacia dióda |
| D_{U1} | usmerňovacia dióda na sekundárnej strane výkonového transformátoru |
| D_{U2} | usmerňovacia dióda na sekundárnej strane výkonového transformátoru |
| D_{U3} | usmerňovacia dióda na sekundárnej strane výkonového transformátoru |
| D_{U4} | usmerňovacia dióda na sekundárnej strane výkonového transformátoru |
| D_{Q1} | nulová dióda spínacieho výkonového tranzistoru |
| D_{Q2} | nulová dióda spínacieho výkonového tranzistoru |
| E_{CM} | energia dodávaná kondenzátormi v jednosmernom medziobvode do silového obvodu |
| EMC | elektromagnetická kompatibilita elektronických zariadení |
| f | spínacia frekvencia tranzistorov silového obvodu |
| f_{CLK} | frekvencia vnútorných hodín generátoru spínacích pulzov |
| f_{REZ} | rezonančná frekvencia výstupného L – C filtru |
| i_0 | prúd nulovou diódou |
| i_1 | prúd primárnym vedením transformátoru |
| i_2 | prúd sekundárnym vedením transformátoru |
| I_{AV} | stredná hodnota odoberaného prúdu z distribučnej siete |
| i_c | prúd kolektorom tranzistoru |
| I_{CV} | efektívny prúd výstupným kondenzátorom |
| i_d | prúd demagnetizačnou diódou |
| I_{DM} | maximálny pulzný prúd tranzistorom |

| | |
|----------------|---|
| I_{dm-ef} | efektívny prúd výstupným diódovým mostíkom |
| I_{dm-str} | stredná hodnota prúdu výstupným diódovým mostíkom |
| $I_{F(AV)}$ | stredná hodnota prúdu diódou |
| $I_{F(RMS)}$ | efektívna hodnota prúdu diódou |
| I_{FRM} | maximálny opakovateľný prúd diódou |
| I_{m_max} | maximálny prúd jednosmerným medziobvodom |
| I_{m_rms} | efektívny prúd jednosmerným medziobvodom |
| I_{MAX} | maximálna hodnota 1. harmonickej odoberaného prúdu zo siete |
| I_{RMS} | efektívna hodnota prúdu odoberaného zo siete |
| I_V | výstupný prúd meniča |
| $I_{výst}$ | výstupný prúd nabíjača |
| I_{V_ef} | efektívna hodnota prúdu sekundárnym vinutím výkonového transformátoru |
| $I_{\mu 1}$ | magnetizačný prúd primárneho vinutia meniču |
| $I_{\mu 2}$ | magnetizačný prúd sekundárneho vinutia meniču |
| I_{μ_MAX} | špičková hodnota magnetizačného prúdu primárneho vinutia výkonového transformátor |
| J_1 | prúdová hustota primárneho vinutia |
| J_2 | prúdová hustota sekundárneho vinutia |
| k_p | činiteľ plnenia |
| L | výstupná tlmivka nabíjaču |
| L_1 | indukčnosť primárneho vinutia výkonového transformátoru |
| L_m | indukčnosť tlmivky v jednosmernom medziobvode |
| MOSFET | metal oxid semiconductor field effect transistor – tranzistor riadený elektrickým polom |
| N_1 | počet závitov primárneho vinutia výkonového transformátoru |
| N_2 | počet závitov sekundárneho vinutia výkonového transformátoru |
| P_C | celkový stratový výkon na jednom tranzistore |
| P_{CELK} | celkové straty v spínacom obvode |
| P_{CS} | spínacie straty jedného výkonového tranzistoru |
| P_{CV} | straty vedením prúdu na jednom výkonovom tranzistore |
| PE | označenie ochranného vodiča |
| P_{FAV} | stratový výkon na dióde |
| P_L | stratový výkon výstupnej tlmivky |
| P_V | výstupný výkon meniča |
| P_{VS} | výkonová strata na meracom odpore výstupného prúdu |
| $P_{výst}$ | výstupný výkon nabíjača |
| PWM | pulzne – šírkovo modulovaný signál |
| Q_g | celkový náboj hradla MOSFET tranzistoru |
| Q_{S1} | označenie výkonového spínacieho tranzistoru |
| Q_{S2} | označenie výkonového spínacieho tranzistoru |
| Q_{S3} | označenie výkonového spínacieho tranzistoru |
| Q_{S4} | označenie výkonového spínacieho tranzistoru |
| R_D | odpor nastavovacieho rezistoru času ochrannej doby medzi budiacimi signálmi |
| r_d | odpor PN prechodu diódy v priepustnom smere |
| r_{d1} | odpor PN prechodu diódy v priepustnom smere |
| $R_{DS(ON)}$ | odpor prechodu drain – source tranzistoru v zopnutom stave |

| | |
|----------------|---|
| R_i | sériový odpor tlmivky |
| R_L | sériový odpor výstupnej tlmivky |
| R_T | odpor nastavovacieho rezistoru frekvencie vnútorných hodín generátoru pulzov |
| R_{thc-h} | tepelný odpor prechodu puzdro – chladič |
| R_{thh-a} | tepelný odpor prechodu chladič – okolie |
| R_{thj-c} | tepelný odpor prechodu PN prechod – puzdro |
| R_{SENSE} | odpor pre meranie výstupného napätia |
| R_V | vstupný odpor napäťového deliča v obvode meranie výstupného napätia |
| S_{CU1} | prierez medeného lanka primárnym vinutím |
| S_{CU2} | prierez medeného lanka sekundárnym vinutím |
| S_{FE} | celkový prierez toroidného jadra výkonového transformátoru |
| S_{FE1} | prierez jedného toroidného jadra výkonového transformátoru |
| s | strieda spínacích pulzov |
| str_{MAX} | maximálna strieda spínacích pulzov |
| T_{c-h} | rozdiel teplôt medzi puzdrom súčiastky a chladičom |
| T_{h-a} | rozdiel teplôt medzi chladičom a okolím |
| t_{fr} | dopredný zotavovací čas diódy |
| T_{j-c} | rozdiel teplôt medzi PN prechodom a puzdrom súčiastky |
| t_{rr} | záverný zotavovací čas diódy |
| t_{odp} | čas pre nabitie jednosmerného medziobvodu |
| t_{OFF} | vypínacia doba tranzistoru |
| t_{ochr} | ochranná doba medzi zopnutím prvého a druhého budiaceho signálu silového obvodu |
| t_{ON} | zapínacia doba tranzistoru |
| t_{per} | doba trvania periódy budiaceho signálu |
| t_{zap} | doba trvania kladnej časti periódy budiaceho signálu |
| u_1 | napätie na prvom primárnom vinutí transformátoru meniču |
| $u_{1,A}$ | napätie na prvom primárnom vinutí transformátoru meniču typu push – pull |
| $u_{1,B}$ | napätie na druhom primárnom vinutí transformátoru meniču typu push – pull |
| u_2 | napätie na prvom sekundárnom vinutí transformátoru meniču |
| u_3 | záverné napätie na nulovej dióde jednočinného meniču |
| U_{dm_zav} | záverné napätie na diódach výstupného mostíku |
| U_{DS} | maximálne napätie prechodu tranzistoru drain – source |
| $U_{DS,A}$ | napätie na spínacom tranzistor Q_{S1} meniču push – pull |
| $U_{DS,B}$ | napätie na spínacom tranzistor Q_{S2} meniču push – pull |
| U_{DEL} | skutočné napätie napäťového deliču v obvode merania výstupného napätia |
| U_{DELv} | vypočítané napätie napäťového deliču v obvode merania výstupného napätia |
| $U_{GS(th)}$ | minimálne napätie hradla pre zopnutie MOSFET tranzistoru |
| U_f | efektívna hodnota sieťového napätia |
| U_L | úbytok napätia na výstupnej tlmivke |
| U_m | napätie jednosmerného medziobvodu |
| U_{m_max} | maximálne napätie jednosmerného medziobvodu |
| U_{cm_mim1} | minimálne napätie jednosmerného medziobvodu pri minimálnom vstupnom napätí |
| U_{cm_mim2} | minimálne napätie jednosmerného medziobvodu pri maximálnom vstupnom napätí |
| $U_{m/2}$ | polovičné napätie jednosmerného medziobvodu |

| | |
|-------------------|--|
| U_{ref} | referenčné napätie z generátoru pulzov |
| U_{RRM} | opakovateľné záverné napätie diódy |
| U_{S} | napäťový úbytok na odpore R_{SENSE} |
| U_{SK} | skutočné napätie z deliča napätia pri meraní výstupného napätia |
| U_{SK1} | skutočné napätie z prístrojového zosilňovača pri meraní výstupného prúdu |
| u_{T0} | napätie na usmerňovacej dióde |
| U_{V} | výstupné napätie DC/DC meniču |
| $U_{\text{výst}}$ | výstupné napätie nabíjaču |
| U_{z} | žiadané napätie z deliča napätia pri meraní výstupného napätia |
| U_{z1} | žiadané napätie z prístrojového zosilňovača pri meraní výstupného prúdu |
| v | výška toroidného jadra výkonového transformátoru |
| V_1 | celkový objem toroidného jadra výkonového transformátoru |
| V_{CC} | napájacie napätie z pomocného zdroja nabíjaču |
| V_{CED} | celkový objem výkonového transformátoru dvojčinného zdroja |
| V_{CEJ} | celkový objem výkonového transformátoru jednočinného zdroja |
| V_{FE} | objem feromagnetika transformátoru |
| V_{vin} | objem vinutia transformátoru |
| η | odhadovaná celková účinnosť nabíjaču |
| σ | hlbka vniku výkonového signálu do lanka výkonového transformátoru |
| Λ | magnetická vodivosť celého jadra výkonového transformátoru |
| ΔI | povolený rozkmit výstupného prúdu nabíjaču |

Obsah

| | | |
|-------|---|----|
| 1 | Úvod | 1 |
| 2 | Súčasný nabíjače pre elektromobily | 3 |
| 2.1 | Popredné spoločnosti zaoberajúce sa vývojom nabíjačov | 3 |
| 2.1.1 | Firma Tesla motors..... | 3 |
| 2.1.2 | Firma Schrack..... | 4 |
| 2.1.3 | Firma ČEZ | 5 |
| 2.1.4 | Firma ABB | 5 |
| 2.2 | Typy a štandardy nabíjačov elektromobilov | 6 |
| 2.2.1 | Štandard CCS (Combined charging system) | 7 |
| 2.2.2 | Štandard CHAdeMO (charge for moving) | 7 |
| 2.2.3 | Štandard Supercharger..... | 8 |
| 2.3 | Batérie použité vo vozidle DEMOCAR | 8 |
| 2.3.1 | Li-fe-PO4 batérie..... | 9 |
| 2.3.2 | Výhody a nevýhody Li-fe-PO4 batérií | 10 |
| 3 | Teoretický rozbor problematiky nabíjačov batériových modulov..... | 11 |
| 3.1 | Typy DC/DC meničov vhodných pre nabíjače..... | 11 |
| 3.1.1 | Jednočinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním..... | 11 |
| 3.1.2 | Dvojčinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním – plný most | 13 |
| 3.1.3 | Dvojčinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním – polovičný most | 15 |
| 3.1.4 | Dvojčinný priepustný menič – push pull | 16 |
| 3.2 | Porovnanie jednotlivých topológií a výber najvhodnejšieho riešenia | 17 |
| 4 | Návrh konštrukčného riešenia nabíjaču..... | 19 |
| 4.1 | Zadané parametre nabíjača | 19 |
| 4.2 | Bloková schéma prístroja | 19 |
| 4.3 | Vstupné obvody..... | 21 |
| 4.3.1 | Vstupný filter..... | 21 |
| 4.3.2 | Vstupný usmerňovací mostík | 22 |
| 4.3.3 | Jednosmerný medziobvod | 24 |
| 4.4 | Budiaci obvod výkonových tranzistorov | 26 |
| 4.5 | Riadiace a regulačné obvody | 28 |
| 4.5.1 | Obvod generovania spínacích pulzov..... | 28 |

| | | |
|-------|--|----|
| 4.5.2 | Obvody pre riadenie výkonovej štruktúry – plný most | 30 |
| 4.5.3 | Regulátor napätia..... | 33 |
| 4.5.4 | Obmedzovač výstupného prúdu | 35 |
| 4.6 | Návrh impulzného transformátoru | 36 |
| 4.7 | Návrh a dimenzovanie silového obvodu | 39 |
| 4.8 | Výstupné obvody..... | 41 |
| 4.8.1 | Výstupný usmerňovač | 41 |
| 4.8.2 | Výstupná tlmivka..... | 43 |
| 4.8.3 | Výstupná kapacita | 43 |
| 4.9 | Obvod kontroly poklesu vstupného napájacieho napätia | 44 |
| 4.9.1 | Obvod časovaču..... | 45 |
| 5 | Konštrukčné riešenie nabíjaču..... | 47 |
| 5.1 | Návrh dosiek plošných spojov..... | 47 |
| 6 | Záver..... | 49 |
| | Zoznam použitej literatúry | 48 |
| | Zoznam tabuliek..... | 50 |
| | Zoznam obrázkov..... | 51 |
| | Zoznam príloh | 52 |

1 Úvod

Úlohou tejto diplomovej práce je vytvorenie spínaného zdroja, ktorý bude vhodný pre nabíjanie paketu akumulátorov umiestnených v elektromobile DEMOCAR.

V dnešnej dobe je na komerčnom trhu jednoduché zohnať výkonový menič určený pre nabíjanie akumulátorov, avšak tieto meniče sú zbytočne drahé, rozmerné a nepoužiteľné pre špecifické aplikácie akumulátorových modulov elektromobilov, hlavne kvôli sériovému radeniu akumulátorov a tým nutnosťou nabíjať pakety vysokým jednosmerným napätím. Bolo preto nutné navrhnúť nabíjač, ktorý bude bezpečný, s malými rozmermi, s presným výstupným napätím a s prúdovým obmedzením. Batériám v elektromobiloch naopak nevadí zvlnenie výstupného prúdu. Malé rozmery sú nutné, nakoľko nabíjač musí byť mobilný. Presne samostatne regulovateľné výstupné napätie je dôležité pre čo najefektívnejšie nabíjanie batérií. Systém ďalej musí obsahovať detekciu nabitia akumulátorového modulu pomocou sledovania dodávaného prúdu.

Komerčne dostupné nabíjače sú rozmerné hlavne kvôli použitiu veľkých výkonových impulzných transformátorov, ktoré sú prevádzkované na spínacích frekvenciách maximálne do 40 kHz. Vďaka novým trendom a hlavne vývoji výkonových spínacích prvkov je možné zväčšovať spínicu frekvenciu až do stoviek kilohertzov. Zväčšovaním spínacej frekvencie je možné použiť transformátor s menšími rozmermi a tým dosiahnuť priaznivejšieho pomeru zastavanej plochy na watt výstupného výkonu. Samozrejme zvyšovanie spínacej frekvencie nie je zadarmo a so zvyšujúcou sa frekvenciou sa dostávajú do pozornosti rôzne parazitné javy a výkonové straty, na ktoré sa pri konštrukcii meniču s nižšou spínacou frekvenciou nekladie až tak veľký dôraz. Pre túto úlohu by bolo najvhodnejšie vo výkonovom obvode použiť novinku vo svete výkonových polovodičových súčiastok a to tranzistory založené na karbide kremíku, ktoré sa vyznačujú nízkym prechodovým odporom hradla gate-source v zopnutom stave, spínacou a vypínacou dobou v desiatkach nano sekúnd, záverným napätím až 2kV a možnosťou vysokého trvalého prúdového aj špičkového zaťažovania. Nakoľko ale rozpočet na tento projekt nie je neobmedzený a silikón-karbidové tranzistory nie sú najlacnejšie, je nutné hľadať alternatívne riešenia danej situácie. To sa ponúka v sekcii s výberom výkonových MOSFET tranzistorov, ktorých použite sa zdá ako najvhodnejšie pre požadované výstupné parametre riešeného meniča, aj s hľadiska pomeru cena/výkon. Výkonový obvod však nie je jedinou problematickou časťou nabíjača. Vysoká spínicia frekvencia so sebou prináša extrémne nároky na budiace a odľahčovacie obvody výkonových tranzistorov, veľké elektrické a elektromagnetické rušenie spôsobené strmým nárastom prúdových a napäťových hrán, nároky na kvalitnú, rýchlu a spoľahlivú reguláciu výstupných hodnôt meniča. Samostatnou kapitolou je vyriešenie ochrán nabíjaču, ochrany proti prepätiu a podpätiu v kapacitnom medziobvode, ochrana proti prúdovému preťaženiu, ale hlavne ochrana ľudskej obsluhy proti nebezpečnému dotyku vysokého výstupného napätia (až 650 V).

Pre overenie správnosti výpočtov a zamýšľaného návrhu výkonového meniču bolo nutné jednotlivé obvody odsimulovať. Pre simuláciu bol použitý simulačný a vývojový program PSpice. Prvotné simulácie odhalili niektoré nedostatky a chyby pri začiatočnom návrhu meniču, tým sa dá optimalizovať proces návrhu až do štádia realizácie prototypu.

Kvôli prehľadnosti a jednoduchšiemu zostrojeniu zdroja, ale aj za účelom odhalenia prípadných kolízií bol vytvorený predbežný 3D model meniču v prostredí Autodesk Inventor Professional 2015.

2 Súčasné nabíjače pre elektromobily

Napriek rôzniacim sa postojom, štúdiám a víziám v oblasti automobilovej prepravy osôb sa miernym, ale o to istejším krokom, dostáva do popredia elektromobilita. Každá popredná automobilka vyvíja, alebo už aktívne predáva svoj vlastný elektromobil a ku nemu nabíjač akumulátorov, ktoré sú používané ako zásobáreň energie pre pohon elektromobilu. Nabíjače bývajú vstavané priamo v elektromobile, alebo sa pre dobíjanie batérií používajú rýchlo dobíjacie stanice, využívajúce jednosmerný prúd, ktoré sa podobajú dnešným čerpacím staniciam. Spoločnosti, ktoré sa zaoberajú vývojom elektromobilov sa predhňajú, ktorá ponúkne rýchlejšie nabitie nového elektrického vozidla. Limitujúcim faktorom rýchlosti nabíjania je samozrejme aj akumulátorový modul, ktorý nie je možné nabíjať neobmedzene veľkým prúdom. Dnešným lídrom v rýchlosti nabíjania je aj z pohľadu skonštruovaných batériových modulov aj z hľadiska vývoja nabíjacích staníc americká firma Tesla motors s ich nabíjacou stanicou supercharger. Momentálnym brzdným faktorom rozvoja elektromobily v regióne strednej a východnej Európy je nedostatočná sieť rýchlych a pomalých nabíjacích staníc. Na odstránení tohto nedostatku však pracuje množstvo miestnych firiem a vyzerá to, že elektromobilita je na vzostupe. Napríklad energetická firma ČEZ ohlásila, že do roka 2020 postaví v Českej republike najmenej 1000 nabíjacích staníc. Ich momentálny počet v celej Českej republike je necelých 300.

2.1 Popredné spoločnosti zaoberajúce sa vývojom nabíjačov

2.1.1 Firma Tesla motors

Táto firma sa nachádza v Silicon valley, California, Spojené štáty americké. S vývojom elektromobilov začala v roku 2003, ich prvý elektromobil bol Tesla Roadster, ktorý dokázal prejsť na jedno nabitie až 320 km (rok 2006). Vtedy nabitie elektromobilu trvalo až jednotky hodín najvýkonnejšou možnou nabíjacou stanicou. V dnešnej dobe je napredávanejší model S, ktorý ma dojazd na jedno plné nabitie približne 420 km. Dobíjanie batérií však v tejto firme prešlo dlhým a zložitým vývojom a vyvinuli vlastný akumulátorový modul zložený z lithium-ion-onových batérií s kapacitou 85 kWh, ktoré sa dajú nabíjať najvýkonnejšou nabíjacou stanicou „supercharger“. Táto nabíjacia stanica môže dodávať výkon až 135 kW a je aj šetrná k životnému prostrediu, pretože energiu na dobíjanie získava so solárnych panelov namontovaných na streche nabíjacej stanice. Napätie nabitého akumulátorového modulu je 480 V a zvládne nabíjací prúd až 350 A. Nabitie elektromobilu pomocou supercharger-u na 80% kapacity batérií trvá do pol hodiny, čo je po 400 odjazdených kilometroch doporučený čas na oddych. Firma má po svete momentálne namontovaných okolo 2500 nabíjacích staníc.



Obr. 1 Tesla obelisk pred nabíjacími stanicami [12]



Obr. 2 Fotografia nabíjacej stanice Tesla [12]

2.1.2 Firma Schrack

Firma Schrack sa objavila na rakúskom trhu už v roku 1990 ako predajca elektroinštalačného materiálu a rozvážacích staníc. V roku 2008 prišla na trh s novými nabíjacími stanicami pre elektromobily. Firma má v ponuke nabíjacie stanice pre verejné používanie, stanice do firiem a súkromných priestorov, nástenné nabíjače malých výkonov, ale aj nabíjače pre elektromotocykle a elektrobicykle. Stanice ponúkajú klasické trojkoľkové zásuvky 230 V, päťkoľkové 400 V a špeciálne konektory určené pre nabíjanie elektromobilov, ktoré budú rozoberané v nasledujúcej kapitole. Najvýkonnejší rýchlonabíjač firmy Schrack dokáže pri 480 V dodávať asi 50 A. Teda táto varianta nabíjaču spadá do kategórie do 22 kW. Nabíjače pre verejný priestor obsahujú dotykový 12 palcový displej pre nastavenie parametrov nabíjania a pre vyúčtovanie platby za dodanú elektrickú energiu. Nabíjače komunikujú s centrálnou jednotkou pomocou rozhraní WLAN, UMTS, LWL, GPRS a M-BUS. Firma Schrack momentálne operuje hlavne na európskom trhu s nabíjacími stanicami a má ich okolo 1000 kusov.



Obr. 3 Príklady nabíjacích staníc od firmy Schrack [7]

2.1.3 Firma ČEZ

Firma ČEZ je polo štátny podnik Českej republiky, ktorý zabezpečuje dodávku energií pre domácnosti a firmy po celej republike, ale aj v zahraničí. ČEZ momentálne prevádzkuje v českej republike 10 rýchlo nabíjaciach staníc na jednosmerný prúd a 40 dobíjaciach staníc s trojfázovou a klasickou zásuvkou. ČEZ prevádzkuje 2 typy verejných dobíjaciach staníc a 4 typy dobíjaciach staníc pre domácnosti s výkonmi 3,7 kW, 7 kW, 11 kW a 22 kW. Od roku 2012 sú v prevádzke takzvané ultrarýchle nabíjače s výkonom do 50 kW s nabíjacím japonským štandardom CHAdeMO, európskym CCS a striedavým Mennekes. Ďalej potom klasické nabíjacie stanice s výkonom 22 kW. Požadované nabíjacie napätie je upravené štandardne od 300 V do 600 V DC pomocou komunikácie medzi elektromobilom a dobíjacou stanicou systémom master – slave, kde jednotku master zastáva elektromobil. Firma ČEZ sprevádzkovala pre svojich zákazníkov online systém elektromobilita.cz pomocou ktorého je možná vzdialená správa a monitoring používania dobíjaciach staníc zákazníkom. Pre dobíjanie v týchto staniciach je potrebné vlastniť štandardný RFID čip, pomocou ktorého sa prihlasuje k nabíjaciemu procesu.



Obr. 4 Verejné nabíjacie stanice od firmy ČEZ [8]

2.1.4 Firma ABB





Firma ABB je v regióne známa ako osvedčený dodávateľ technológií pre výkonové aplikácie v oblasti riadenia, regulácie a napájania motorov, ai. V dobe keď elektromobilita je na vzostupe firma ABB nechcela ostať pozadu a v roku 2013 prišla na trh s kompletným portfóliom nabíjaciach staníc pre verejné dobíjanie. Môže byť spomenuté, že firma ABB do svojej ponuky nezaradila klasické stenové nabíjače a riešenia pre domácnosti a súkromníkov s malým výkonom. Z ponúkaných produktov môže byť spomenutá rada verejných rýchlo nabíjaciach staníc Terra multi, ktorá ponúka na jednom stojane štandardy CCS, ChAdeMO a AC Mennekes. Pre nabíjanie jednosmerným DC prúdom sú najväčšie nabíjacie výkony stanovené do 50 kW a pre nabíjanie striedavým napätím je to do 43 kW. Firma sa rozhodla v rámci projektu e-mobility investovať 8,4 mil. € do vybudovania infraštruktúry 100 rýchlo nabíjaciach staníc naprieč Európou na vlastné náklady.



Obr. 5 Nabíjacia stanica Terra 50kW multistandard od firmy ABB [9]




2.2 Typy a štandardy nabíjačov elektromobilov

Na začiatku, keď sa elektromobily začali vyvíjať, pomaly každá automobilka a vývojár elektromobilov používal svoj vlastný systém pre dobíjanie akumulátorov a komunikáciu medzi akumulátorovým modulom v elektromobile a dobíjacou stanicou. Tento trend však z princípu nemohol byť úspešný, pretože ako sa rozvoj elektromobilov stával globálnou záležitosťou svet potreboval jeden komunikačný a nabíjací štandard, ktorý by sa montoval do všetkých elektromobilov a nabíjaciach staniíc. Toto by mnohé zjednodušilo a pre nabíjanie elektromobilov by sa našlo jedno univerzálne riešenie. Samozrejme sa tento jednoduchý plán nepodarilo zrealizovať a v dnešnej dobe máme hneď niekoľko uzákonených štandardov nabíjačov. V nasledujúcom texte budú stručne rozobrané dnes používané systémy pre nabíjanie, rozdelenie podľa použitia jednosmerného prúdu, alebo striedavého napätia. Rozdelenie je prehľadne zobrazené v tabuľke 1 a 2.

| AC (Európa) | Typ 1 | Typ 2 | Typ 3 | Typ 4 |
|-------------------------------------|---|---|--|---|
| Použitá sieť | 1 – fázová 230 V / 16A | 3 – fázová 400V / 16 A | 3 – fázová 400V / 32 A | 3 – fázová 400V / 32 A |
| Istenie | 16 A | 16 A | 32 A | 32 A |
| Maximálny nabíjací výkon | 3,7 kW | 7 kW | 11 kW | 22 kW |
| Typ konektoru |  |  |  |  |
| Doba nabitia 24 kWh batérie na 80 % | 10 hodín | 8 hodín | 6 hodín | 3 hodiny |

Tab. 1 Rozdelenie nabíjačov používajúcich striedavú sieť (vnútorný nabíjač automobilu) [10]

Rýchlo nabíjačky, ktoré nabíjajú elektromobily pomocou jednosmerného prúdu môžu byť rozdelené podľa maximálneho výkonu, ktoré môžu dodávať.

| DC (Európa) | 22 kW | 50 kW | 135 kW |
|-------------------------------------|---|--|---|
| Istenie | 55 A | 150 A | 350 A |
| Nabíjacia norma | Combined Charging System, CHAdeMO | Combined Charging system, CHAdeMO | Supercharger |
| Typ konektoru |  |  |  |
| Doba nabitia 24 kWh batérie na 80 % | 3 hodiny | 1 hodín | 20 minút |

Tab. 2 Rozdelenie nabíjačov priamo používajúcich výstupný jednosmerný prúd na nabíjanie akumulátorov [10]

2.2.1 Štandard CCS (Combined charging system)

Spoločný nabíjací štandard európskeho a amerického automobilového priemyslu. Je to úplne najnovší nabíjací štandard na trhu, ktorý bol vyvinutý automobilkami BMW a General motors. Zahŕňa pod jednou normou typ konektoru, komunikačný protokol, rozsah dostupných napätí, maximálny nabíjací prúd a rozlíšenie typu použitého nabíjaču (AC/DC). Pre jednofázové AC nabíjanie sa podľa severoamerickej normy SAE J1772 používa konektor od japonskej firmy Yazaki connectors nazvaný Combo1. Pre trojfázové AC nabíjanie je ustanovený európsky konektor Mennekes Combo2.

Komunikácia je realizovaná pomocou protokolu typu CAN 2.0, kde elektromobil sa správa ako master jednotka zatiaľ čo nabíjač je na strane slave. Elektromobil vyčíta z nabíjaču najlepšiu možnú variantu nabíjania akumulátorovej jednotky a podľa toho prispôsobí nastavenie vnútorného nabíjaču.

Elektromobil pri nabíjaní spätne posiela z bezpečnostných dôvodov do nabíjaču informácie o priebehu nabíjania, konkrétne aktuálne napätie batérií, odoberaný prúd a vnútornú teplotu. Tento štandard prišiel do prevádzky s novým automobilom od firmy BMW a to s modelom i3 v roku 2014. Systém CCS je ďalej najnovšie podporovaný aj automobilkami Audi, Chrysler, Daimler, Ford, Porsche a Volkswagen a tiež Európskou úniou a stáva sa čoraz viac rozšírenejší. V celej Európe je ku koncu roku 2014 inštalovaných približne 600 dobíjacích staníc využívajúcich tento štandard.

2.2.2 Štandard CHAdeMO (charge for moving)

Najrozšírenejší štandard používaný pre nabíjanie elektromobilov v dnešnej dobe. K 1.3.2015 bolo celosvetovo nainštalovaných celkovo 5500 nabíjacích staníc využívajúcich na dobíjanie batérií iba jednosmerný prúd so štandardom CHAdeMO. V Európe ich je nainštalovaných 1659, v USA 934, zvyšok v Japonsku. Štandard bol vyvinutý v roku 2010 v Japonsku spoločnosťou TEPCO

(Tokio electric power company) pre automobilky Nissan, Toyota, Subaru a Mitsubishi. Neskôr sa pridali aj kórejské automobilky Kia a Hyundai a francúzsky koncern PSA Peugeot Citroen. Taktiež ako CCS normalizuje použitý konektor, komunikačný protokol a rozsah dostupných napätí. Tento štandard, aj keď bol najrozšírenejší narážal po minulé roky na veľké legislatívne problémy v Európe a USA. Jednu dobu v roku 2014 (vznik štandardu CCS) to vyzeralo, že CHAdeMO bude v Európe a USA zakázaný. Začiatkom roku 2015 bol však európskou elektrotechnickou štandardizačnou komisiou CENELEC uznaný ako oficiálny štandard pre rýchlo nabíjanie jednosmerným prúdom. Dokonca aj najväčší dodávateľ elektromobilov Tesla Motors tento štandard uznal a ku svojim elektromobilom pridáva redukciu. Tesla sa teda stala CHAdeMO kompatibilná.

2.2.3 Štandard Supercharger

K dnešnému dňu je štandard supercharger najvýkonnejší a najrozšírenejší v spojených štátoch amerických. Bol vyvinutý jedinou spoločnosťou Tesla motors a momentálne je kompatibilný iba s elektromobilmi pochádzajúcimi z tejto spoločnosti. Táto skutočnosť sa ale možno v najbližších rokoch zmení, nakoľko supercharger je momentálne technicky najvyspeleším nabíjacím štandardom na svete a túto skutočnosť si všimla aj európska komisia, ktorá posudzuje možnosť, že ustanoví tento štandard ako oficiálny pre územie Európskej únie. Nemalý podiel na tejto skutočnosti má aj snaha spoločnosti Tesla motors vybudovať komplexnú sieť nabíjačov s použitím štandardu supercharger. Každý rok na území Európskej únie pribúdajú desiatky týchto nabíjačov a celých nabíjacích staníc na náklady firmy Tesla. Všetky nabíjače (či už nabíjače v domácom prostredí, alebo verejné nabíjacie stanice) využívajú jeden typ konektoru od firmy Mennekes, typ 2. Pomocou týchto nabíjačov je možné dnes nabíjať výkonom až 135 kW, ale v Tesla motors intenzívne pracujú na nabíjači a k tomu prispôsobenému batériovému modulu, ktorý dokáže pracovať s výkonom až 300 kW. Nabíjanie pre majiteľov elektromobilov tesla na nabíjačoch supercharger bolo je a vždy bude zadarmo, resp. v cene zakúpeného elektromobilu. Momentálne na území Českej a Slovenskej republiky nie je žiadna funkčná stanica s týmto štandardom, avšak do konca roku 2015 ich bude sprevádzkovaných 5.

2.3 Batérie použité vo vozidle DEMOCAR

Vo vozidle DEMOCAR boli po analýze požadovaných vlastností a dôkladnom preskúmaní trhu zabudované batérie na báze Li-Fe-Po₄. Batériový modul obsahuje 200 kusov batérií zapojených do série. Na každú batériu je primontovaný balančný modul, ktorý chráni jednotlivé batérie v module pred prepätím nad povolené nabíjacie napätie. Menovité napätie jedného článku je 3,2 V. Výber práve 200 kusov batérií bol podmienený požadovaným napätím v jednosmernom medziobvode elektromobilu DEMOCAR. Toto napätie je dané požiadavkami frekvenčných meničov pomocou ktorých sú riadené motory vozidla. Bolo experimentálne overené, že minimálne napätie potrebné pre správnu funkciu frekvenčných meničov je okolo 500 V. Batériový modul je uložený v strede vozidla v plechovej konštrukčnej krabici vystlanej molitanovou podstielkou, pretože batérie musia byť dostatočne chránené pred poškodením spôsobeným nárazom pri používaní mimo verejných komunikácií.

2.3.1 Li-fe-PO4 batérie

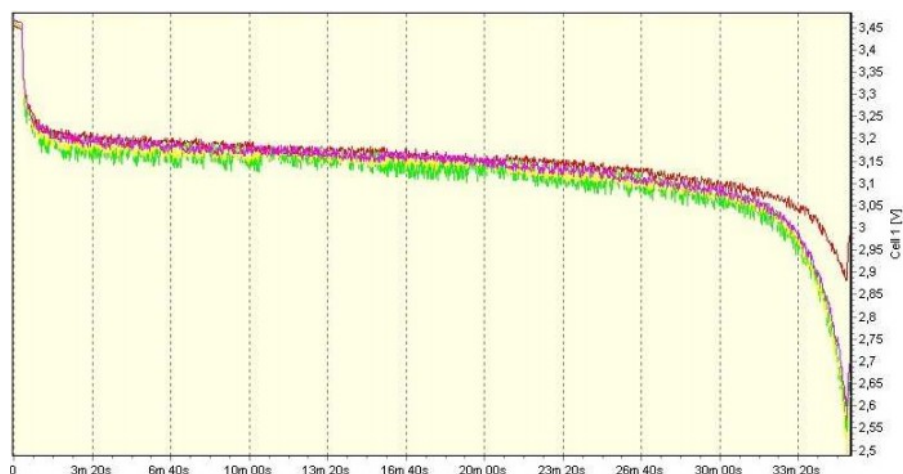
Lithium-železo-fosfátové batérie patria do kategórie lithium-iónových využívajúce ako katódový materiál lithium - fosfát-železo s prímiesou irídia. Pre svoju činnosť využívajú vysokú chemickú reaktivitu lítia. Táto technológia bola vyvinutá v roku 1996 na Texaskej univerzite profesorom Johnom Goodenoughtom. Následne bola technológia zdokonalená v americkom MIT, kde sa podarilo odstrániť problém nízkej vnútornej vodivosti článkov. Po tomto vylepšení sa o túto technológiu začal zaujímať komerčný trh. Batérie sa v počiatoch používali hlavne v ostrovných fotovoltaiických systémoch, avšak dnes je technológia rozšírená do mnohých priemyselných oblastí. V oblasti elektromobility sa tieto batérie presadili hlavne vďaka svojej vysokej kapacite na jednotku objemu a vďaka nízkej hmotnosti. V tabuľke 3 sú uvedené niektoré základné vlastnosti použitých batérií.

| Parameter | hodnota | Jednotka |
|--|---------------|-----------|
| Menovité napätie | 3,2 | V |
| Maximálne možné napätie na článok | 3,8 | V |
| Minimálne možné napätie na článku | 2,6 | V |
| Optimálny vybíjací prúd | 10 | A |
| Maximálny vybíjací prúd | 200 | A |
| Optimálny nabíjací prúd | 13 | A |
| Maximálny vnútorný odpor článku | 2 | mΩ |
| Minimálny počet nabíjajúcich cyklov pri poklese kapacity batérie na 80% pôvodnej hodnoty | 2000 | - |
| Váha jedného článku | 0,65 | kg |
| Rozsah povolených teplôt | -25 – 55 | °C |
| Samovybíjanie | 3% | Za mesiac |
| Rozmery šírka x výška x hrúbka | 71 x 178 x 28 | mm |

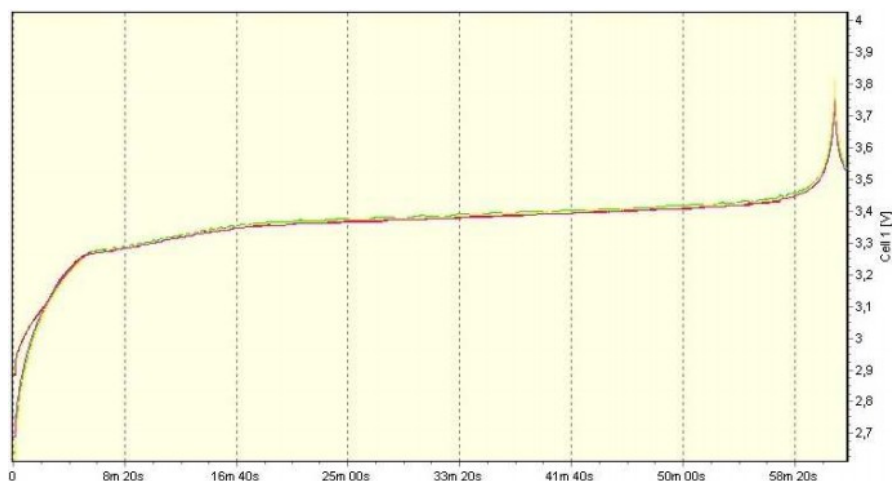
Tab. 3 parametre použitých batérií vo vozidle DEMOCAR [6]



Obr. 6 fotografia batériového článku použitého vo vozidle DEMOCAR [6]



Obr. 7 graf vybíjania batérií prúdom 2C (40A) pri rôznych teplotách (zelená – najvyššia povolená teplota, červená – najnižšia povolená teplota) [6]



Obr. 8 graf nabíjania batérií prúdom 1C (20A) pri rôznych teplotách (zelená – najvyššia povolená teplota, červená – najnižšia povolená teplota) [6]

2.3.2 Výhody a nevýhody Li-fe-PO₄ batérií

| Výhody | Nevýhody |
|--|---|
| Vynikajúca tepelná stabilita | Nová a rokmi neoverená technológia |
| Lineárne starnutie batérií | Nižšia energetická kapacita oproti LiCoO ₂ batériám |
| Kompatibilita so súčasnými batériami | Príliš rýchle nabíjanie skracuje životnosť článkov |
| Dlhá životnosť (4-8 tisíc nabíjacích cyklov) | Zničenie batérií pri prekročení doporučených prevádzkových napätí |
| Netoxicity | Príliš rýchle nabíjanie rýchlo znižuje životnosť batérií |
| Výborný elektrochemický výkon | Nedostatočné svetové zásoby irídia |
| Nízke výrobné náklady | - |
| Bezpečnosť | - |

Tab. 4 porovnanie vlastností použitých batérií s klasickými akumulátormi

3 Teoretický rozbor problematiky nabíjačov batériových modulov

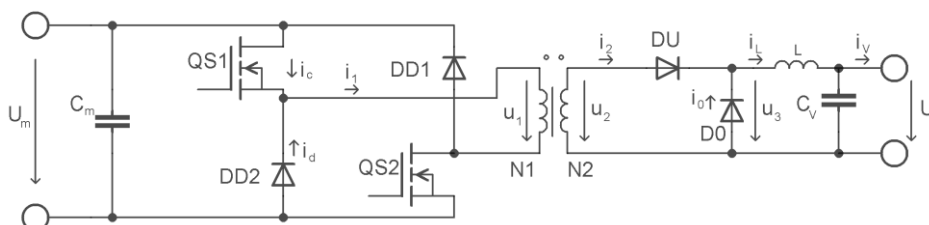
V tejto kapitole sú uvedené typy DC/DC meničov vhodné pre oblasti vysokých výkonov, ktoré obsahujú impulzný transformátor, ktorý zabezpečuje okrem prenosu energie a nastavenia výstupného napätia galvanické oddelenie vstupu zo strany siete od výstupu na strane batérií. Ďalej sa táto časť venuje rozborom výkonových štruktúr, priebehmi spínacích signálov, výhodami a nevýhodami v jednotlivých topológiách.

3.1 Typy DC/DC meničov vhodných pre nabíjače

V nasledujúcom texte sú popísané jednotlivé topológie výkonových DC/DC meničov. Každý typ zapojenia má určité výhody, ale aj nevýhody pre rôzne požadované konečné aplikácie v praxi. Teoretickým rozborom a nasledujúcim porovnaním výkonových štruktúr, algoritmov riadenia, reguláciou výstupných veličín a princípom budenia a odbudzovania výkonových súčiastok sa záver tejto kapitoly pokúsi určiť najvhodnejšiu variantu zapojenia meniča pre túto aplikáciu nabíjača. Zo základných poznatkov výkonovej elektroniky je jasné, že sa kapitola bude zaoberať zapojeniami s tvrdým spínaním konkrétne priepustnými meničmi, nakoľko pri ostatných zapojeniach už z princípu činnosti vyplýva, že sú pre takéto aplikácie nevhodné.

3.1.1 Jednočinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním

Principiálna schéma jednočinného priepustného meniča je uvedená na obrázku 9.



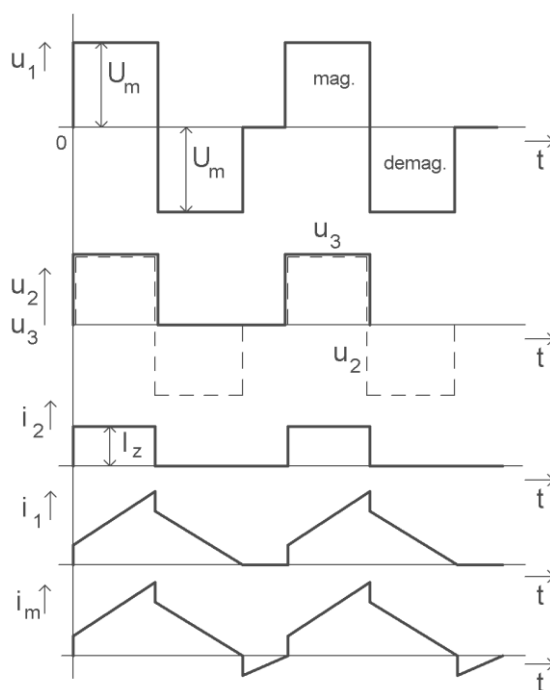
Obr. 9 Jednočinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním

Priepustný menič sa vyznačuje tým, že energia je prenášaná cez transformátor v dobe zopnutia tranzistorov a nie pri ich vypnutí, ako je to pri meničoch blokujúcich.

Obidva tranzistory Q_{S1} a Q_{S2} sú spínané súčasne (tj. jedným zhodným riadiacim signálom). Pri tomto výkonovom zapojení je nutné, aby maximálna strieda spínania riadiaceho signálu neprekročila 50%. Pri nedodržaní tejto podmienky dochádza k lavínovému presýteniu transformátoru. Pri zapnutí oboch tranzistorov má napätie primárneho vinutia konštantnú hodnotu U_m . Magnetizačný prúd je integrálom tohto konštantného napätia, preto narastá lineárne. Pri vypnutí tranzistorov magnetizačná indukčnosť nedovolí zánik magnetizačného prúdu a snaží sa ho udržať na pôvodnej

veľkosti. Tento prúd teda začne pretekať cez demagnetizačné diódy D_{D1} a D_{D2} . Tým sa na primárnej strane pripojí jednosmerné napätie opačnej polarity ako v dobe zopnutia. Týmto napätím je jadro transformátoru demagnetizované a magnetizačný prúd klesá. Obidve diódy sa uzavru, až v dobe zániku magnetizačného prúdu. Až potom je primárne vinutie celkom odpojené od jednosmerného medziobvodu a stáva sa neutrálnym vodičom neobsahujúcim energiu, preto až v tomto okamžiku klesá napätie primárneho vinutia na nulu. Sekundárne napätie u_2 má rovnaký tvar ako napätie u_1 , len inú amplitúdu danú prevodovým pomerom transformátoru N_2/N_1 . Demagnetizačný pulz nesmie byť využitý k prenosu energie, preto musí byť na výstupe použitý jednocestný usmerňovač s nulovou diódou. Nulová dióda vedie prúd výstupnej tlmičky v dobe, keď sú oba tranzistory vypnuté. Prúd sekundárnym vinutím i_2 má podobu pravouhlých prúdových impulzov. Celkový primárny prúd i_1 tečie je súčtom prúdu magnetizačného a prúdu sekundárneho transformovaného na primár.

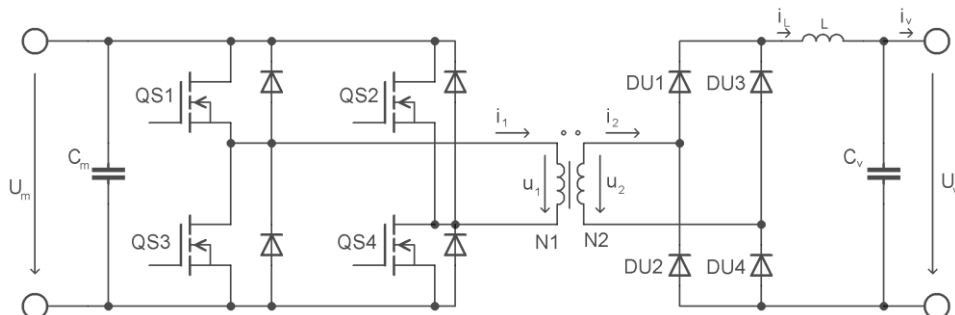
Existujú rôzne modifikácie jednočinných priepustných meničov: s demagnetizačným vinutím, alebo s demagnetizáciou do zenerovej diódy. Pri nutnosti použitia väčších výstupných výkonov sa používa varianta zapojenia dvoch jednočinných priepustných meničov pracujúcich v protitaktu. Výhoda jednočinných spínaných zdrojov je v jednoduchosti a robustnosti silového obvodu, ale hlavne netreba riadiace obvody ošetriť ochrannou dobou ("death-time"), ktorá zabráni súčasnému zopnutiu tranzistorov v hornej a dolnej vetve silového obvodu, čím dôjde k prehoreniu a následnej deštrukcii výkonových tranzistorov.



Obr. 10 Priebehy dôležitých veličín v jednočinnom priepustnom zdroji

3.1.2 Dvojčinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním – plný most

Principiálna schéma dvojčinného priepustného meniča – plný most je uvedené na obrázku 11.



Obr. 11 Dvojčinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním - plný most

Tieto meniče je vhodné použiť pre oblasti veľkých výkonov nad 1 kW. Algoritmus spínania meniču pracuje tak, že sú spínané dva tranzistory súčasne v uhlopriečke. Obidve uhlopriečky sú spínané princípom najprv tranzistory QS_1 , QS_4 , následne tranzistory QS_2 , QS_3 . V žiadnom prípade nemôže nastať situácia, kedy by zopli dva tranzistory nad sebou. V takom prípade by došlo ku skratovaniu jednosmerného napät'ového medziobvodu a následnému prehoreniu tranzistorov v zopnutej vetvi. Je teda vždy nutné dodržiavať ochrannú dobu ("death-time") medzi zopnutím dolného a horného tranzistoru vo vetvi, resp. jednej a druhej uhlopriečky v mostíku. V literatúre [1] je doporučené voliť minimálnu ochrannú dobu medzi zopnutím jednej a druhej vetvi ako dvojnásobok vypínacej doby t_{off} použitých tranzistorov. Priebehy magnetického toku a tomu odpovedajúcemu magnetickému prúdu sa značne odlišujú, ak menič pracuje naprázdno, alebo do záťaže.

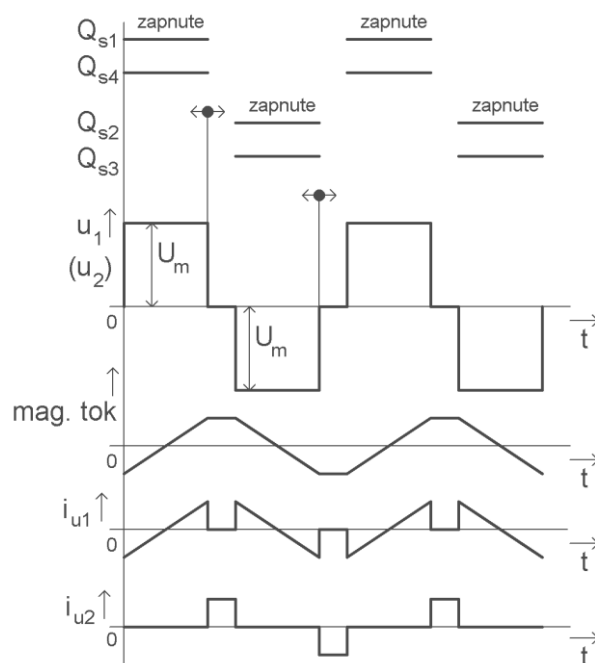
V režime naprázdno sú časové priebehy u_1 , u_2 a magnetickej indukcie veľmi podobné jednočinnému meniču. Odlišujú sa iba tým, že v druhej pol perióde sú priebehy zrkadlovo preklopené podľa vodorovnej osy, pretože je zapnutá opačná uhlopriečka a napätie na primárnej strane je opačné.

V režimu záťaže sa predpokladá, že výstupný prúd je dostatočne veľký tj. $I_v \gg I_{\mu 2}$. V časovom intervale, v ktorom sú všetky štyri tranzistory vypnuté nemôže dochádzať k demagnetizácii jadra a tok ostáva na konštantnej hodnote naintegrovaný z predchádzajúcej periódy. V tomto intervale slúžia všetky štyri diódy sekundárneho usmerňovača ako jedna sério – paralelna nulová dióda cez ktorú sa uzatvára prúd výstupnej tlmivky I_L . Ak sú úbytky na všetkých diódach rovnaké, potom napätie u_2 je nulové. Nulové napätie u_2 sa transformuje na primár, to znamená, že v tento moment je napätie u_1 tiež nulové. Tým pádom sa nemôžu otvoriť žiadne diódy na primárnej strane a nedochádza k toku magnetizačného prúdu primárnym vinutím. Sekundárnym vinutím však prechádza prúd I_L , ktorý je v tomto prípade považovaný za tokotvorný magnetizačný prúd. Magnetickému toku jadra transformátoru je jedno z ktorej strany magnetizačný prúd prichádza.

V režime plného otvorenia tj. $\text{str}_{MAX} \rightarrow 0,5$ začína byť nepodstatné či je menič zaťažený, alebo pracuje naprázdno. Priebeh magnetizačného prúdu aj toku je v oboch prípadoch rovnaký. Toto je stav z ktorého sa vychádza pri návrhu transformátoru. V tomto prípade je nutné, aby sekundárny

diódový mostík bol presne vyvážený, aby napätie u_2 neobsahovalo jednosmernú zložku a tým nedochádzalo k jednosmernej magnetizácii jadra.

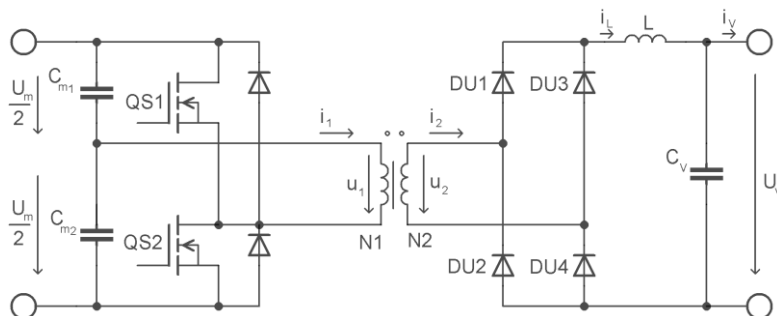
Výhoda dvojčinného mostíkového priepustného zapojenia je vo veľkom využitý impulzného transformátoru, čo výrazne zlepšuje v dnešnej dobe veľmi žiadaný parameter objemu zastavanej plochy na jednotku výkonu, nakoľko impulzný transformátor tvorí veľkú časť zdroja. Nevýhodou je hlavne nutnosť ošetriť jednosmernú magnetizáciu jadra impulzného transformátoru, ktorá vzniká nesymetriou diódového mostíku na sekundárnej strane transformátoru, ale aj vďaka nesymetrii budiacich tranzistorov na primárnej strane.



Obr. 12 dôležité priebehy dvojčinného meniču - plný most pri záťaži

3.1.3 Dvojčinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním – polovičný most

Dvojčinný priepustný menič v podobe polovičného mostíku je nakreslený na obrázku 13.

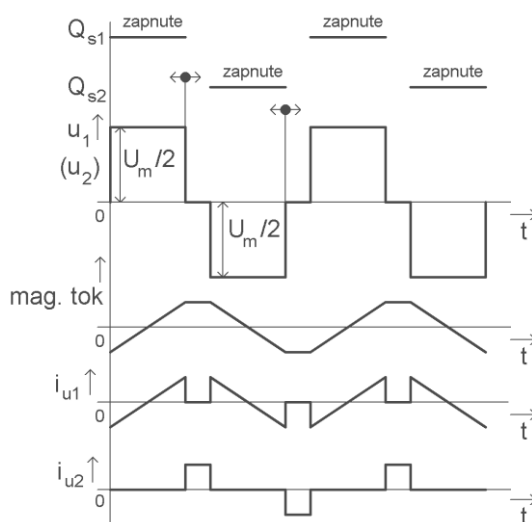


Obr. 13 Dvojčinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním - polovičný most

Chýbajúca vetva je nahradená kapacitným deličom. Výhodou kapacitného deliča je, že súčasne plní funkciu oddeľovacieho kondenzátora, cez ktorý nemôže byť transformátor jednosmerne presýtený. Aby nedošlo k rozváženiu napätia na kapacitnom deliči vplyvom nesymetrie riadiacich signálov musia byť dodržané pravidlá.

Riadiace signály meniču v podobe polovičného mostu sú podobné ako pri riadení meniču v zapojení plného mostu s tým rozdielom že napätie na primárnej strane má polovičnú veľkosť $U_m/2$, pričom tranzistory sú namáhané plným napätím medziobvodu U_m . Toto je nevýhoda oproti zapojeniu v plnom moste. Pri rovnakom prenášanom výkone sa potom chýbajúce napätie premieta do dvojnásobného prúdu, ktorý prechádza tranzistormi.

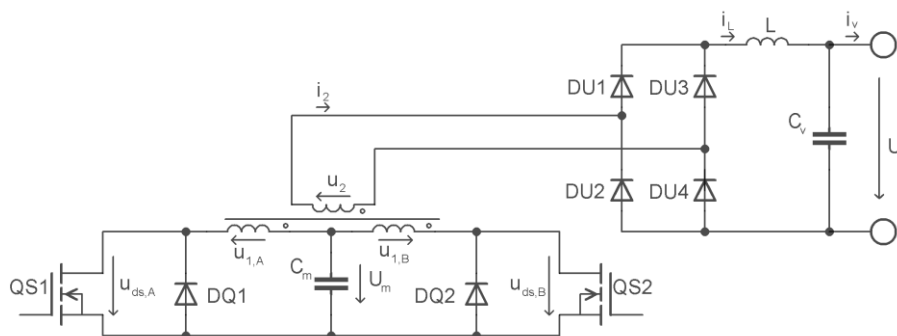
Potom súčin „počet tranzistorov \times ich menovitý prúd“ zostáva konštantný, preto toto riešenie nie je až tak ekonomicky výhodnejšie oproti plnému mostu, pokiaľ sa nejedná o veľmi drahé výkonové IGBT tranzistory.



Obr. 14 dôležité priebehy dvojčinného meniču - polovičný most

3.1.4 Dvojčinný priepustný menič – push pull

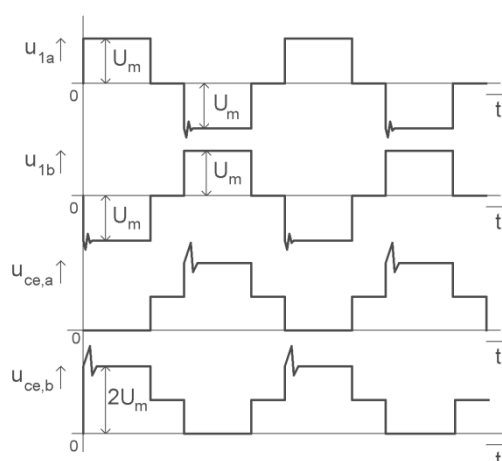
Topológia zapojenia výkonového obvodu push-pull je na obrázku 15.



Obr. 15 Dvojčinný priepustný menič - push - pull

Tento menič síce obsahuje polovičný počet tranzistorov oproti celému mostíku, ale táto zdanlivá výhoda je vykúpená tým, že tranzistory sú vo vypnutom stave namáhané dvojnásobným napätím medziobvodu $2U_m$.

Príčinou je symetrické dvojité primárne vinutie s vyvedením stredom, ktoré pracuje ako auto transformátor. V dobe zopnutia tranzistoru Q_{S1} sa na tranzistore Q_{S2} objaví napätie $u_{ce,B} = 2U_m$. Prvá polovica napätia $u_{ce,B}$ pochádza zo zdroja, druhá sa transformuje v pomere 1:1 z napájaného vinutia do nečinnného vinutia. K napätiu $2U_m$ sa ešte pripočítajú napäťové špičky, ktoré vznikajú vďaka energiám na rozptylových indukčnosti primárnych vinutí. Tieto špičky taktiež rastú s výkonom zdroja. Z týchto dôvodov je menič prakticky nepoužiteľný v prípadoch vysokého napätia v medziobvode. Naopak veľký význam bude mať toto zapojenie v nízkonapäťových batériových aplikáciách. Tu vyniká jediná, ale veľmi veľká výhoda spočívajúca v tom, že emitory oboch tranzistorov sa nachádzajú na rovnakom potenciáli, t.j. na zápornom póle batérie. Z vyššie uvedeného vyplýva, že nie je nutné galvanicky oddeľovať riadiace signály budičov tranzistorov, čo vôbec nie je zanedbateľná výhoda. Cez nulové diódy výkonových MOSFET tranzistorov dochádza k demagnetizácii jadra výkonového transformátoru.



Obr. 16 dôležité priebehy dvojčinného meniču push – pull

3.2 Porovnanie jednotlivých topológií a výber najvhodnejšieho riešenia

Výkonové topológie jednotlivých typov priepustných DC/DC meničov budú porovnané z technického hľadiska.

Z hľadiska počtu výkonových tranzistorov na primárnej strane je porovnanie meničov veľmi jednoduché. Za predpokladu rovnakého výstupného výkonu P_v a rovnakého napätia jednosmerného medziobvodu U_m platí, že koľko krát je menej tranzistorov na primárnej strane toľko krát sú tranzistory v silovom obvode viac namáhané priepustným prúdom, alebo záverným napätím. Toto tvrdenie je ľahko demonštrovateľné napr. porovnaním prúdového namáhania tranzistorov v plnom a polovičnom mostíku. Namáhanie vysokým záverným napätím môže byť znázornené porovnaním topológií plný most a push pull, kde tranzistory v zapojení push pull sú namáhané dokonca viac ako dvoj násobným záverným napätím. Táto výhoda topológie plný most je však ľahko zanedbateľná pokiaľ sú v silovom obvode použité IGBT tranzistory, kde je omnoho výhodnejšie použiť zapojenie s menším počtom tranzistorov.

Porovnaniu jednočinného a dvojčinného meniču pripadá tá istá podmienka ako pri porovnaní počtu tranzistorov v silovom obvode a to rovnaký požadovaný výkon a rovnaké napätie jednosmerného medziobvodu. V tomto prípade je potrebné otvoriť otázku pomeru objemu a hmotnosti výkonového impulzného transformátoru. V porovnaní sa dá vychádzať z rovníc z literatúry [1], ktoré hovoria o elektromagnetickej veľkosti jadra pre daný výstupný výkon P_v

$$S_o S_{FE} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{P_v}{k_p \cdot \sigma \cdot f \cdot B_M \cdot \sqrt{str_{max}}} \quad (1)$$

a o celkovom objeme výkonového transformátoru pre dvojčinný zdroj

$$V_{CE_D} = V_{FE} \cdot V_{vin} = K \cdot (S_o \cdot S_{FE})^{\frac{3}{4}} \quad (2)$$

kde V_{FE} je objem feromagnetika a V_{vin} je objem vinutia transformátoru.

Pre jednočinný zdroj môžu byť napísané podobné rovnice, ktoré hovoria o zastavanom objeme transformátorom

$$S_o S_{FE} = \frac{P_v}{k_p \cdot \sigma \cdot f \cdot (B_M - B_R) \cdot \sqrt{str_{max}}} \quad (3)$$

$$V_{CE_J} = V_{FE} \cdot V_{vin} = K \cdot (S_o \cdot S_{FE})^{\frac{3}{4}} \quad (4)$$

Po upravení a dosadení do vyššie uvedených rovníc môže byť odvodený vzťah pre porovnanie objemu transformátoru jednočinného a dvojčinného meniču.

$$\frac{V_{CE_D}}{V_{CE_J}} = \left(\frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \right)^{\frac{3}{4}} = 0,4585 \quad (5)$$

Z vyššie uvedeného vyplýva, že pomer objemu a teda aj hmotnosti výkonového transformátoru jednočinného a dvojčinného meniča je 1 : 0,4585 z toho je zrejmé, že zapojenie dvojčinného meniču má viac ako dvojnásobné využitie výkonového transformátoru. Táto výhoda sa však naplno preukáže až pri konštrukcii meničov väčších výkonov, nakoľko pri meničoch malých výkonov cena ani veľkosť transformátoru nie sú dominantnou položkou. Naopak nevýhodou u dvojčinného meniču pri požadovanom malom výstupnom výkone je dvojnásobný počet tranzistorov, dvojnásobný počet budičov, väčšia zložitosť prístroja a samozrejme problém s jednosmernou magnetizáciou jadra výkonového transformátoru. Pre nabíjač elektromobilu, kde sa požaduje výstupný výkon 2 kW je teda vhodnejšie použiť dvojčinné zapojenie meniču.

Zo zadania diplomovej práce je zrejmé, že na výstupe nabíjaču má byť vysoké jednosmerné napätie až 650 V. Z toho dôvodu je nevýhodné použiť menič v zapojení polovičný most, pretože pomerne vysoké napätie jednosmerného medziobvodu po usmernení by bolo vydelené kapacitným deličom na polovicu a to by vyžadovalo použitie dvojnásobného počtu závitov na sekundárnom vinutí. Ako jeden z možných problémov môže byť spomenutá parazitná kapacita veľkého počtu závitov na sekundárnom vinutí, ktorá by mohla spôsobovať problémy pri požadovanej vysokej spínacej frekvencii až 200 kHz. Ďalej môžu byť spočítané objemy transformátorov. Menič typu push pull z princípu obsahuje dve primárne vinutia a vyvedený stredný vodič a menič typu polovičný most zas dvojnásobný počet závitov na sekundárnom vinutí. V zjednodušenom prípade môžeme pre výpočet objemu vhodného transformátoru použiť jeden postup výpočtu

$$S_o S_{FE} = \frac{1 + \sqrt{2}}{4 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{P_v}{k_p \cdot \sigma \cdot f \cdot B_M \cdot \sqrt{str_{max}}} \quad (6)$$

$$V_{CEP} = V_{FE} \cdot V_{vin} = K \cdot (S_o \cdot S_{Fe})^{\frac{3}{4}} \quad (7)$$

Po upravení a dosadení do vyššie uvedených rovníc môže byť odvodený vzťah pre porovnanie objemu transformátoru daných dvojčinných meničov.

$$\frac{V_{CED}}{V_{CEP}} = \left(\frac{2}{1 + \sqrt{2}} \right)^{\frac{3}{4}} = 0,8683 \quad (8)$$

Z vyššie uvedeného rozboru je jasné, že pre výrobu prototypu nabíjaču vozidla DEMOCAR je najvhodnejšie použiť výkonovú topológiu dvojčinného mostíkového priepustného meniča typu plný most. Pre maximálne napätie jednosmerného medziobvodu 360 V a spínaciu frekvenciu 200 kHz je vhodné použiť tranzistory MOSFET so záverným napätím 600 V.

4 Návrh konštrukčného riešenia nabíjaču

4.1 Zadané parametre nabíjača

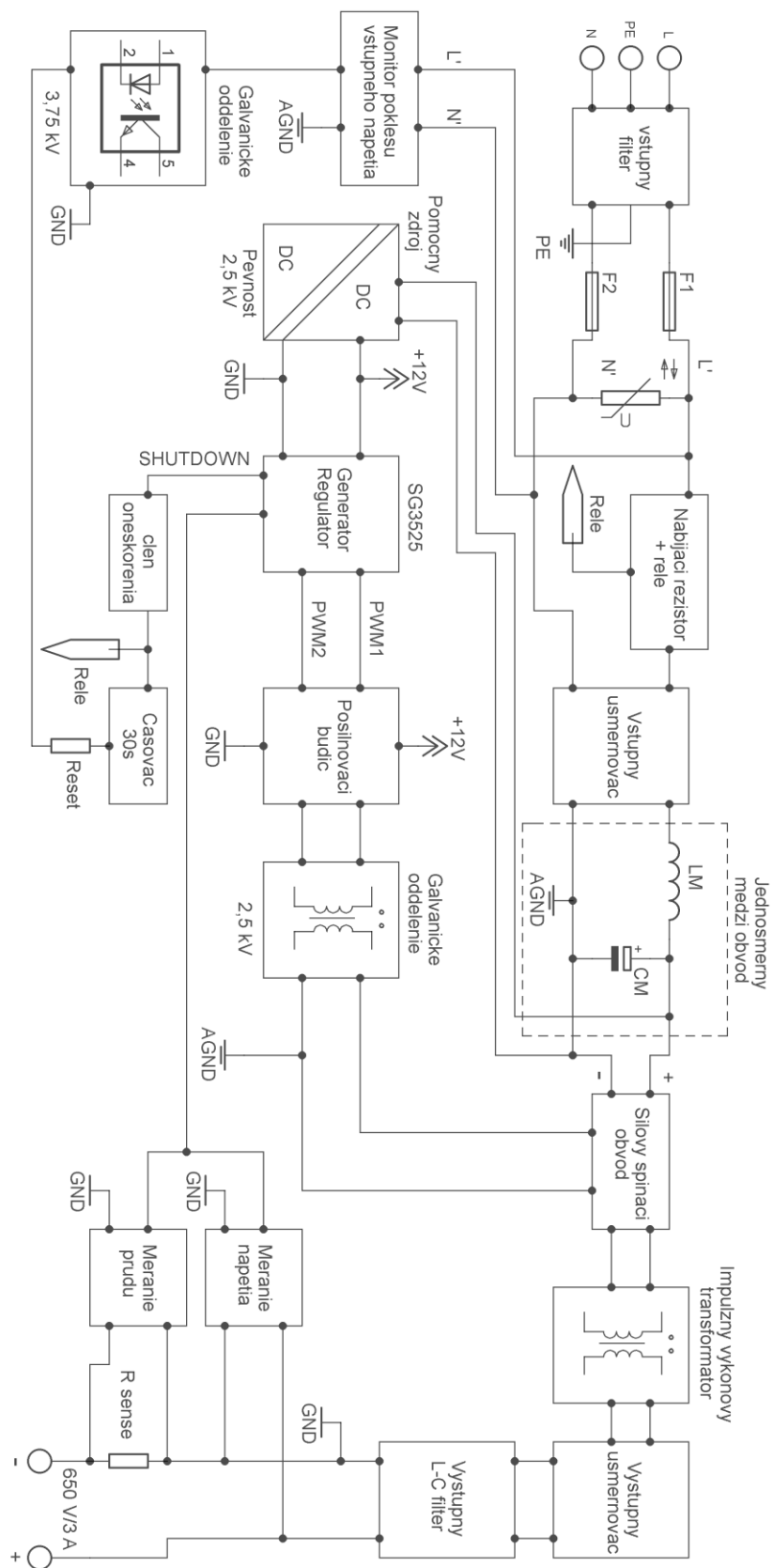
Na začiatok tejto kapitoly budú pre prehľadnosť uvedené požadované parametre nabíjača, ktoré je potrebné dosiahnuť.

| | |
|---|-------------|
| Vstupné napätie meniča..... | 230 V AC |
| Dovolený rozptyl sieťového napätia..... | $\pm 10 \%$ |
| Frekvencia vstupného napätia | 50 Hz |
| Istenie | 16 A |
| Výstupný výkon | 2 kW |
| Menovitá hodnota výstupného napätia..... | 650 V DC |
| Menovitá hodnota výstupného prúdu | 3 A |
| Spínacia frekvencia silového obvodu | 200 kHz |

4.2 Bloková schéma prístroja

Zapojenie celého nabíjača je uvedené na nasledujúcom obrázku 17. Jedná sa o skutočnú schému zapojenia jednotlivých samostatných modulov.

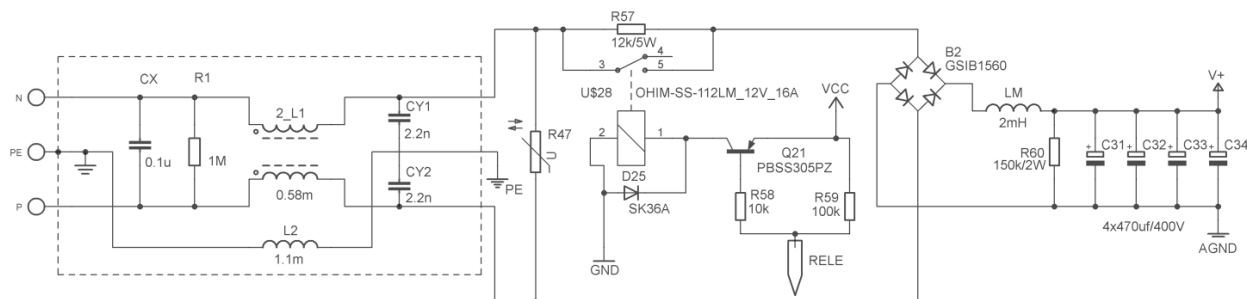
Zo zapojenia je zrejmé, že vstupné sieťové napätie je filtrované vo vstupnom filtri pomocou blokovacích kondenzátorov a prúd pomocou dvojitej prúdovo kompenzovanej tlmivky. Vstupný filter je primontovaný na konštrukčnú krabicu prístroja a slúži ako prírodný konektor do celého nabíjaču (viz. 3D model prístroja). Nabíjač je následne istený pomocou dvojice rýchlych poistiek, ktoré sú umiestnené na konštrukčnej krabici nabíjaču. Jednosmerný medziobvod je nabíjaný cez $12\text{ k}\Omega$ výkonový rezistor, ktorý sa po nabití kapacity premostí pomocou 16 A výkonového relé. Spínací výkonový obvod spolu s impulzným transformátorom zaisťuje prenos energie na výstupnú galvanicky oddelenú stranu nabíjača. Spínacie pulzy pre silový obvod zaisťuje generátor pulzov spolu s výkonovým posílením a obvodom pre rýchlejšie vypínanie výkonových tranzistorov. Napätie na sekundárnej strane je usmernené pomocou štvorice diód v mostíkovom zapojení a vyfiltrované výstupným L – C filtrom. Nabíjač je riadený spätno – väzobne na sekundárnej strane pomocou merania výstupného napätia a prúdu.



Obr. 17 Celkové zapojenie nabíjača

4.3 Vstupné obvody

Vstupné obvody zabezpečujú elektromagnetickú kompatibilitu zdroja s distribučnou sieťou a okolitým elektronickými zariadeniami, usmernenie sieťového napätia a jeho filtráciu na jednosmernú zložku.



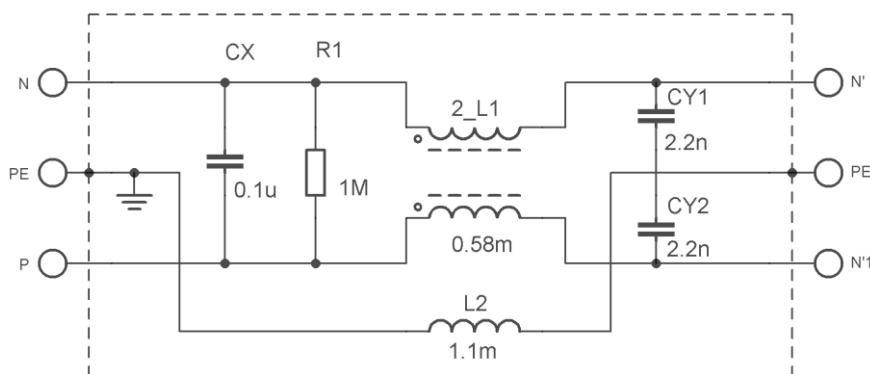
Obr. 18 zapojenie vstupných obvodov nabíjaču

4.3.1 Vstupný filter

Vstupný filter štandardne obsahuje dvojité prúdovo kompenzovanú tlmivku na jednom toroidnom feritovom jadre, vstupný odrušovací kondenzátor a dva výstupné blokovacie kondenzátory zapojené medzi fázou, nulový vodič a ochranný vodič PE, voči ktorému bude pripojená konštrukčná krabica prístroja. Krabica bude taktiež indukčne oddelená od prívodného ochranného vodiča PE. Zapojenie vstupného filteru štandardne obsahuje aj vybíjací rezistor. Vzhľadom na to, že v prístroji nebudú použité ručne vinuté súčasti, nakoľko ich certifikácia a výroba by bola finančne a časovo veľmi náročná, bolo potrebné vybrať komerčne dostupný výrobok, ktorý spĺňa európske a české normy s ohľadom na bezpečnosť a EMC kompatibilitu prístroja. Pre túto úlohu musíme vypočítať odhadovanú efektívnu hodnotu prúdu odoberaného zo siete. Odhadovaná účinnosť zdroja je v najhoršom prípade 80%.

$$I_{rms} \cong \frac{P_{výst} \cdot \frac{1}{\eta}}{U_f} = \frac{2000 \cdot \frac{1}{0,8}}{230} = 10,87 \text{ A} \quad (9)$$

Z produktov dostupných na trhu je najlepšia varianta jedno- fázového vstupného odrušovacieho filteru s potrebnými certifikátmi riešenie od nemeckej firmy Schaffner, ktoré je prispôsobené pre odber prúdu zo siete 15 A_{rms}. Špičkovy je však možné zaťažovať obvod filteru až 25 A. Schéma zapojenia vstupného filteru je na nasledujúcom obrázku.



Obr. 19 Vstupný EMC filter

4.3.2 Vstupný usmerňovací mostík

Po filtrácii je nutné vstupné veličiny usmerniť zo striedavých na jednosmerné. Vstupné sieťové napätie je jednofázové striedavé s efektívnou hodnotou 230 V a s frekvenciou 50 Hz. Pre túto úlohu je najlepšie použiť 4 schotkyho diódy v zapojení ako Greatzov usmerňovací mostík. Tým pádom sa bude jednať o pasívne, dvojcestné usmernenie. Výstupná frekvencia napätia po usmernení bude 100 Hz, nakoľko Greatzov mostík obracia záporné polvlny na kladné. Kladné pol vlny prechádzajú cez dve diódy v priepustnom smere. Ideálny Greatzov mostík by mohol viesť nekonečne veľký prúd a vznikol by na ňom nulový úbytok napätia. Pre reálnu aplikáciu je potrebné pri návrhu usmerňovacieho mostíka myslieť na úbytok napätia na diódach, ktoré momentálne vedú prúd, ďalej na obmedzenú schopnosť mostíku viesť veľké prúdy a na prípustnú tepelnú stratu na súčiastke.

Pre výpočet tepelnej straty na usmerňovacom mostíku je potrebné poznať strednú hodnotu prúdu odoberaného zo siete a hodnotu úbytku napätia na každej dióde. Strednú hodnotu prúdu odoberaného zo siete zistíme zo vzorca

$$I_{AV} = \frac{2 \cdot I_{MAX}}{\pi} \quad (10)$$

Maximálnu hodnotu amplitúdy vypočítame z efektívnej hodnoty dodávaného prúdu

$$I_{MAX} = \sqrt{2} \cdot I_{rms} = \sqrt{2} \cdot 10,87 = 15,37 \text{ A} \quad (11)$$

a dosadíme do predchádzajúceho vzorca (10).

$$I_{AV} = \frac{2 \cdot I_{MAX}}{\pi} = \frac{2 \cdot 15,37}{\pi} = 9,79 \text{ A} \quad (12)$$

Pre konečné zapojenie prichádzali do úvahy dve riešenia. Mostík zložený zo štyroch samostatných schotkyho diód vo výkonovom puzdre TO-220 bez chladičov, alebo mostík na jednom čipe v puzdre GSIB-5S s prídavným chladičom. Po prvej cenovej analýze je jasné, že je výhodnejšie použiť variantu mostíku v jednom puzdre s chladičom, nakoľko cena samostatných diód vo výkonovom puzdre by bola až trojnásobná. Tým pádom túto variantu nemá zmysel podrobovať analýze.

S ohľadom na predimenzovanie bol zvolený dostupný usmerňovací mostík od firmy Vishay General Semiconductors GSIB1560 s maximálnym záverným napätím 600 V, maximálnym prúdom 15 A a maximálnym napäťovým úbytkom na jednej dióde pri plnom zaťažení $U_{T0} = 0,95$ V. Pre ďalší rozbor musí byť vypočítaný odpor PN prechodu diódy v zopnutom stave. Z katalógových údajov výrobcu je zrejmé, že pri zaťažení cca 10 A na striedavej strane je úbytok PN prechode 0,8 V.

$$r_{d1} = \frac{U_f}{I_{AV}} = \frac{0,8}{9,79} = 0,081 \Omega \doteq 80 \text{ m}\Omega \quad (13)$$

Pre výpočet strát na dióde použijeme známy vzorec z literatúry [2]

$$P_{FAV} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (U_{T0} \cdot i_F + r_{d1} \cdot i_F^2) \cdot dt = U_{T0} \cdot I_{AV} + r_{d1} \cdot I_{FRMS}^2 \quad (14)$$

Pre I_{FRMS}^2 použijeme vzorec z literatúry [2]

$$I_{FRMS}^2 = \frac{2 \cdot I_{MAX}^2}{\pi} = \frac{2 \cdot 15,37^2}{\pi} = 150,39 \text{ A}^2 \quad (15)$$

A dosadíme do vzorca (14)

$$P_{FAV} = U_{T0} \cdot I_{AV} + r_{d1} \cdot I_{FRMS}^2 = 0,8 \cdot 15,37 + 0,08 \cdot 150,39 = 24,33 \text{ W} \quad (16)$$

Následne budú vypočítané tepelné straty v štruktúre PN prechod – puzdro – chladič – okolie. Teplotu okolia predpokladajme 40 °C. Tepelný prechodový odpor bude realizovaný teplo vodivou pastou a bol pesimisticky odhadnutý ako $R_{thc-h} = 0,1$ °C/W

Rozdiel teploty medzi polovodičovým prechodom a puzdrom bude

$$T_{j-c} = R_{thj-c} \cdot P_{FAV} = 1,5 \cdot 24,33 = 36,5 \text{ °C} \quad (17)$$

Následne rozdiel teplôt puzdra a chladiča

$$T_{c-h} = R_{thc-h} \cdot P_{FAV} = 0,1 \cdot 24,33 = 2,43 \text{ °C} \quad (18)$$

Minimálny rozdiel teplôt chladiča a okolia

$$T_{h-a} = (T_{jmax} - T_a) - (T_{j-c} + T_{c-h}) = (150 - 40) - (36,5 + 2,43) = 71,07 \text{ °C} \quad (19)$$

Potom tepelný odpor chladiča musí byť

$$R_{thh-a} = \frac{T_{h-a}}{P_{FAV}} = \frac{71,07}{24,33} = 2,92 \text{ °C/W} \quad (20)$$

Tepelný odpor chladiča je značne predimenzovaný, nakoľko bude v zdroji zavedené aj aktívne chladenie pomocou núteného obehu vzduchu. Chladič bude realizovaný hliníkovým L profilom primontovaným na konštrukčnú krabicu prístroja (viz. 3D model) pre lepšiu odvod tepla.

4.3.3 Jednosmerný medziobvod

Takzvaný zberný kondenzátor zabezpečuje zmenšenie rozkmitu usmerneného napätia v medziobvode na definovanú hodnotu. Ďalej táto kapacita pomáha pri dodávaní prúdových špíc do transformátoru v každej perióde zopnutia silového obvodu.

Pre sieťové napätie 230 V, ktoré kolísajú v rozmedzí $\pm 10\%$ sa vypočíta veľkosť nabíjacej kapacity. Návrh sa uvažuje pre žiadané napätie na výstupe $U_{výst} = 650\text{ V}$ a $I_{výst} = 3\text{ A}$. Rozkmit napätia v medziobvode pripustíme 50 V. V tom prípade sa bude napätie z usmerňovača pohybovať od približne 360 V do 260 V s ohľadom na kolísanie siete aj na pripustené zvlnenie napätie po usmernení. Po dobu periódy sa kondenzátor nabije dva krát. Výkon dodávaný do záťaže bude 2 kW. Tento výkon spoločne so stratovými výkonmi musí kondenzátor pokryť, preto sa spočíta odhadovaná energia, ktorú musí kondenzátor pokryť.

$$E_{CM} = \frac{P_{výst}}{2 \cdot f \cdot \eta} = \frac{2000}{2 \cdot 50 \cdot 0,8} = 25\text{ Ws} \quad (21)$$

Pre minimálne napätie na kondenzátore, ktoré sa môže meniť od $U_{cm_min1} = 250\text{ V}$ do $U_{cm_min2} = 310\text{ V}$ je potrebná veľkosť kondenzátoru, ktorá sa určí z energie v ňom obsiahnutá

$$C_{m_v} = \frac{2 \cdot E_{CM}}{U_{cm_min2}^2 - U_{cm_min1}^2} = \frac{2 \cdot 25}{310^2 - 250^2} = 2,404\text{ mF} \quad (22)$$

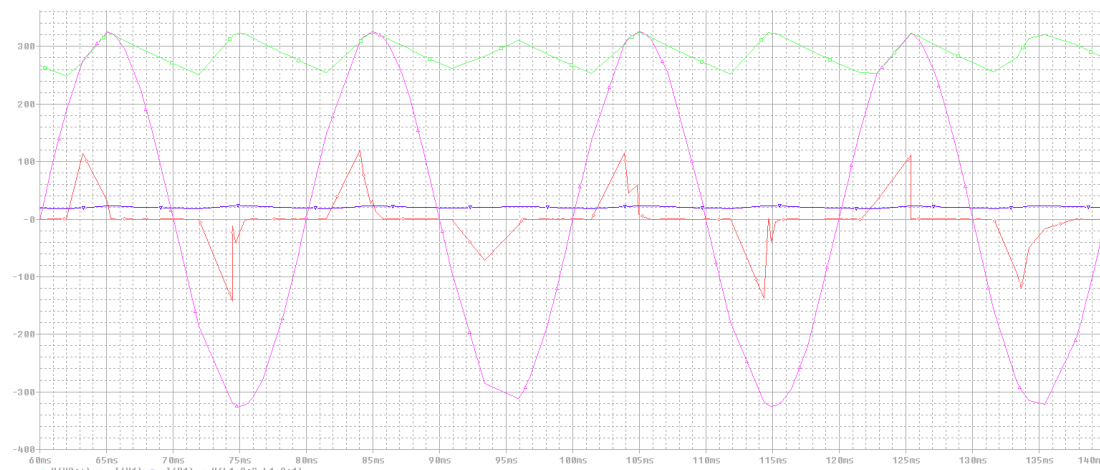
Pre dosiahnutie vypočítanej potrebnej hodnoty kapacity boli zvolené 4 elektrolytické kondenzátory s katalógovou hodnotou 470 μF . Potom hodnota kapacity bude

$$C_m = 4 \cdot C_F = 4 \cdot 560 \cdot 10^{-6} = 2400 \cdot 10^{-6} = 2,4\text{ mF} \quad (23)$$

maximálna hodnota usmerneného napätia v jednosmernom medziobvode je

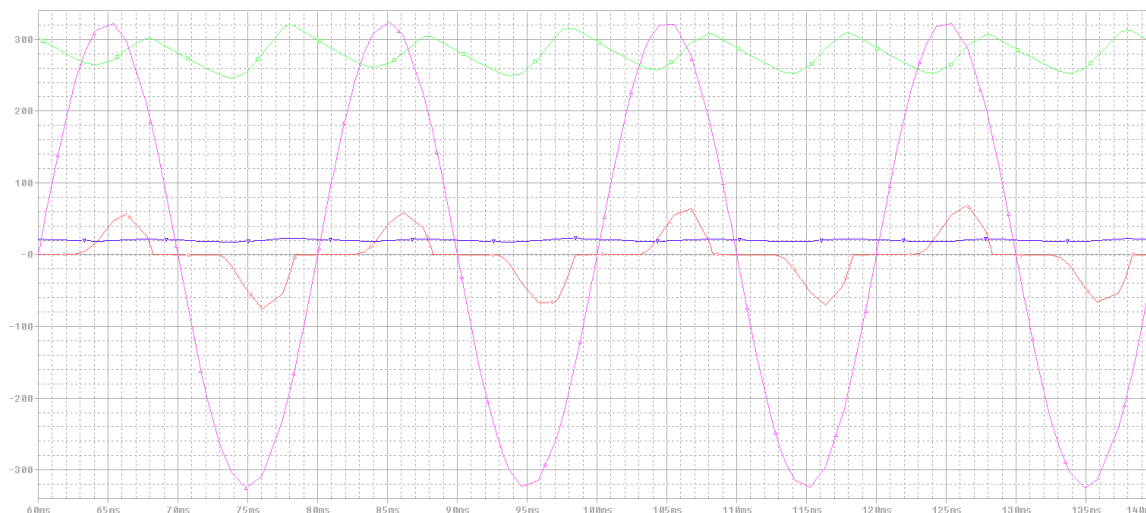
$$U_m = U_f \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325,27\text{ V} \quad (24)$$

Pri návrhu nabíjaču boli všetky obvody pred praktickou realizáciou odsimulované v prostredí OrCad capture a Multisim 13.0. Pri analýze obvodu bolo zistené, že prúd odoberaný z distribučnej siete má tvar štíhlych impulzov o vysokej amplitúde. Toto riešenie je z hľadiska EMC compatibility nevhodné. Pre zmiernenie dopadov spínaných zdrojov na distribučnú sieť sa na vstupe spínaných zdrojov používajú obvody nazývané „power factor correction“, ktoré štíhle impulzy vyhladia tak, že odoberaný prúd zo siete má sínusový tvar s dominantnou prvou harmonickou a je vo fáze s napätím. Nakoľko táto varianta je značne konštrukčne náročná, ďalším možným spôsobom ako dosiahnuť lepších výsledkov v tvare odoberaného prúdu je zaradiť do kapacitného medziobvodu za usmerňovač tlmivku. Táto tlmivka však bude mať značné rozmery, nakoľko musí mať správnu indukčnosť a musí byť dostatočne prúdovo dimenzovaná. Tlmivka bude realizovaná na toroidnom feritovom jadre.



Obr. 20 simulácia usmernenia striedavého napätia so vstupným filtrom, bez tlmivky v jednosmernom medziobvode

Fialová – sieťové napätie, červená – odoberaný prúd so siete, modrá – prúd záťažou, zelená – napätie v jednosmernom medziobvode



Obr. 21 simulácia usmernenia striedavého napätia so vstupným filtrom a s tlmivkou 2 mH v jednosmernom medziobvode

Fialová – sieťové napätie, červená – odoberaný prúd so siete, modrá – prúd záťažou, zelená – napätie v jednosmernom medziobvode.

Z odsimulovaných priebehov je zrejmé, že s tlmivkou v jednosmernom medziobvode má odoberaný prúd zo siete viac ako dva krát menšiu amplitúdu a strmosť hrán klesla z 25 A/ms na 10 A/ms. Z toho vyplýva, že priebeh odoberaného prúdu s tlmivkou v medziobvode obsahuje väčší podiel prvej harmonickej zložky signálu oproti signálu bez tlmivky. Indukčnosť bola zvolená $L_m = 2 \text{ mH}$ s ohľadom na prípustnú amplitúdu prúdu a na prijateľné rozmery tlmivky.

4.4 Budiaci obvod výkonových tranzistorov

V tejto časti budú rozoberané obvody budenia a odbudzovania výkonových tranzistorov, ich dimenzovanie a princíp činnosti obvodu.

Rozborom a preskúmaním komerčne dostupných budičov výkonových spínacích prvkov v topológií plný most bolo zistené, že komerčne dostupné budiče sú nevyhovujúce pre potreby tejto aplikácie z dôvodu, buď pri dostatočne výkonných budičoch je dostupná len omnoho nižšia prípustná spínacia frekvencia (daná nízkou možnou strmou budiaceho napätia du/dt – len 1 V/ μ s), alebo naopak s dostatočnou frekvenciou spínania, ale nedostatočným budiacim výkonom. Bolo teda nutné vyvinúť obvod, ktorý dokáže prenášať budiaci signál s dostatočným výkonom a dostatočne rýchly pre budenie a odbudzovanie výkonových tranzistorov. Budiče z princípu topológie plný most musia mať galvanicky oddelené výstupy od budiaceho signálu. Pre túto aplikáciu bol teda vyvinutý jedinečný budič spĺňajúci všetky požiadavky. Schéma budiča je na obrázku 24.

Modul budičov je napájaný z pomocného zdroja napätia pre riadiace a budiace obvody. Na vstupe napájania a pri výkonových plus vstupoch komponentov sú použité blokovacie 47 μ F tantalové kondenzátory a 100 nF keramické kondenzátory.

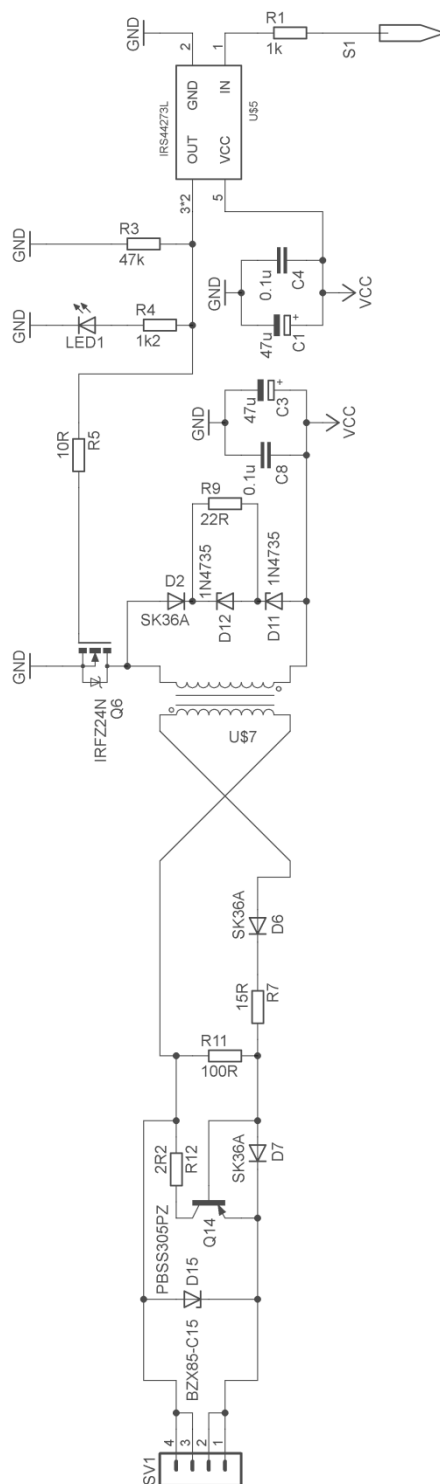
Signál z riadiacich obvodov je najskôr privedený do obvodu IRS44273 „low side MOSFET driver“, ktorý má digitálny vysokoimpedančný vstup so schmittovým klopným obvodom, takže nezaťažuje riadiace obvody meniča. Obvod sa vyrába v miniatúrnom púzde SOT -23-5, ale aj napriek malým rozmerom dokáže na dodávať až 1 A výstupného prúdu. Napätovo tvrdý signál je následne vedený do gate-u výkonového N-MOSFET tranzistoru IRFZ24N. Na primárnej strane budiaceho impulzného transformátoru je spínací tranzistor IRFZ24N a demagnetizačný obvod tvorený veľmi rýchlou schotkyho diódou SK36A dimenzovanou na 3 A prúd a napätie 60 V a dvomi rýchlymi zenerovými diódami výkonovo dostatočne dimenzovanými, aby boli schopné odčerpať zbytkový magnetizačný prúd z primárneho vinutia. Demagnetizačný obvod obsahuje aj odpor, ktorý kompenzuje vnútornú impedanciu zenerových diód v zopnutom stave. Príliš veľká vnútorná impedancia spôsobovala nedostatočné odčerpanie energie z jadra transformátoru. Budiaci obvod obsahuje takéto štyri samostatné sekcie – pre každý výkonový tranzistor z obvodu plného mostu jedna sekcia zvlášť. Všetky tranzistory a diódy sú vo výkonových puzdrách chladené pomocou prídavného ventilátoru s núteným obehom vzduchu, nakoľko malá hodnota R_G výkonových tranzistorov spôsobuje značné vybíjacie a nabíjacie prúdy hradla tranzistorov.

Nakoľko sa jedná o DC/DC menič s galvanickým oddelením vstupnej strany od výstupu je dôležité, aby impulzné transformátory mali dostatočnú izolačnú pevnosť aspoň 2,5 kV.

Zároveň ale aj musia dodávať potrebný výkon na budenie silového obvodu. Z katalógu firmy Schaffner bol vybraný impulzný transformátor IRL11-001, ktorý sa perfektne hodí pre túto úlohu vhodnou indukčnosťou primárneho a sekundárneho vinutia, rozložením pomeru vinutí 1:1 a dostatočným možným budiacim výkonom.

Bipolárne PNP tranzistory zapojené na sekundárnej strane budiacich transformátorov majú za úlohu pomáhať pri vypínaní výkonových MOSFET tranzistorov. Na tieto vypínacie PNP tranzistory je kladený veľký dôraz na prúdový zosilňovací činiteľ. Je nutné, aby odpor napr. R_{11} mal malú hodnotu

(100 Ω). Následne veľký bázový prúd zaistí rýchlu saturáciu vybíjajúcich tranzistorov a tým kvalitné odbudenie výkonového stupňa a ochranu proti rozkmitaniu výkonových obvodov.



Obr. 22 Skutočné zapojenie jedného modulu budičov

4.5 Riadiace a regulačné obvody

Pre riadenie výkonovej časti spínaného zdroja bol vyvinutý modul, ktorý zohľadňuje všetky špecifické požiadavky, ktoré je potrebné riešiť pri návrhu nabíjaču akumulátorov elektrických vozidiel. Medzi hlavné požiadavky patrí regulácia výstupného prúdu na maximálnu prípustnú konštrukčnú hodnotu zdroja, regulácia výstupného napätia, tak aby nebola prekročená stanovená hodnota nabíjacieho napätia batérií a detekcia nabitia batérií. Riadenie zdroja by malo byť čím najjednoduchšie, aby sa zachovala vysoká spoľahlivosť zdroja. Zároveň musí riadenie spolupracovať s požadovanými ochranami, aby zdroj bolo možné bezpečne prevádzkovať a nespôsobil škodu na pripojených zariadeniach, prípadne aby nespôsobil ujmu ľudskej obsluhy.

4.5.1 Obvod generovania spínacích pulzov

Ako hlavný generátor PWM signálu bol zvolený klasický generátor pre spínané zdroje v zapojení plný most od firmy ST MICROELECTRONICS SG3525AN. Dôvod prečo bol tento obvod zvolený, sú jeho základné vlastnosti a to [3]:

- Možnosť generovať dva výkonovo posilnené PWM signály s frekvenciou 200 kHz
- Možnosť analógovo pevne nastaviť ochrannú dobu medzi generovanými signálmi pomocou jedného rezistoru
- Ochranu pred zdvojením generovaných pulzov pomocou logického členu D – Latch
- Vnútorne obvody poskytujúce soft-start
- Vypnutie generátoru PWM signálu behom jednej periódy vnútorných hodín
- Jednoduché nastavenie vnútorných hodín pomocou troch pasívnych prvkov
- Vstavaná, presná a teplotne kompenzovaná napäťová referencia $5,1 \text{ V} \pm 1\%$ pre riadenie výstupnej striedy PWM signálov určených pre riadenie výstupného napätia spínaného zdroja.

Na začiatok je potrebné spočítať hodnotu pasívnych prvkov určujúcich vnútornú frekvenciu hodín f_{CLK} a čas ochrannej doby t_{ochr} medzi PWM signálmi pre prvú a druhú uhlopriečku silového obvodu. Použijeme vzorec z katalógového listu [3] od výrobcu obvodu.

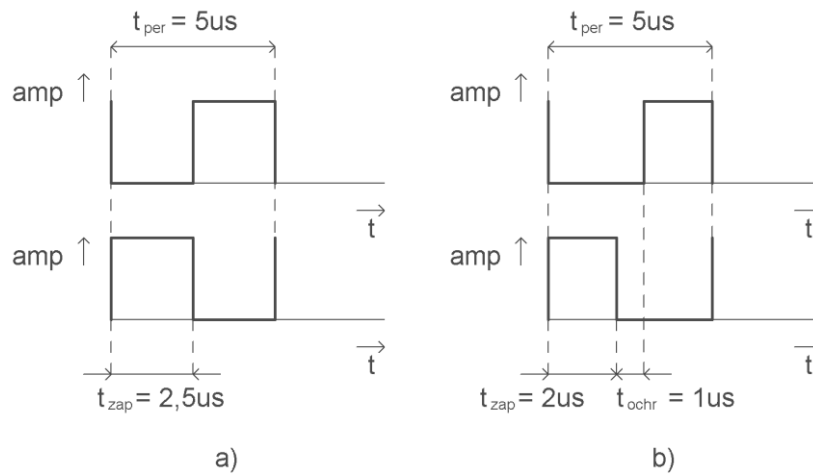
$$f_{clk} = \frac{1}{C_T(0,7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} \quad (25)$$

kde R_T je nastavovací rezistor, C_T je nastavovací kondenzátor a R_D je rezistor, ktorým sa nastaví čas ochrannej doby. Frekvencia hodín f_{CLK} musí byť volená ako dvojnásobok požadovanej spínacej frekvencie jedného kanálu. Z bezpečnostných dôvodov bola ochranná doba zvolená na $t_{ochr} = 1 \text{ } \mu\text{s}$.

To znamená, že pri zadanej spínacej frekvencii $f = 200 \text{ kHz}$ bude maximálna strieda

$$Str_{max} = \frac{t_{zap}}{\frac{1}{T}} \cdot 100 \quad (26)$$

kde t_{zap} je doba kladnej časti periódy a teda doba zopnutia jednej uhlopriečky silového obvodu a $1/T$ je doba celej periódy t_{per} . Doba zapnutia je zrejma z nasledujúceho grafu.



Obr. 23 Signály generované obvodom SG3525

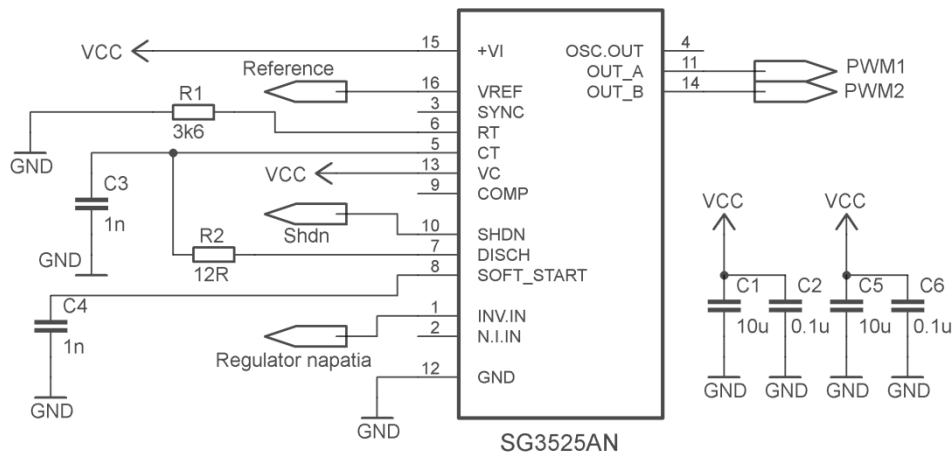
Obrázok 23 a) spínanie budiacich signálov bez ochrannej doby, b) spínanie budiacich signálov s ochrannou dobou. Z obrázku je zrejmé, že doba zopnutia t_{zap} trvá 2 μ s. Potom maximálna strieda bude

$$Str_{max} = \frac{t_{zap}}{\frac{1}{T}} \cdot 100 = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{\frac{1}{200 \cdot 10^3}} \cdot 100 = 40 \% \quad (27)$$

Pokusným meraním bolo zistené, že ochranná doba $t_{ochr} = 1 \mu$ s sa nastaví pomocou rezistoru s hodnotou $R_D = 12 \Omega$, zvolíme hodnotu kapacity nastavovacieho kondenzátora $C_T = 1$ nF, potom môžeme vypočítať hodnotu nastavovacieho rezistoru R_T

$$f_{clk} = \frac{1}{C_T(0,7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} \Rightarrow 400 \cdot 10^3 = \frac{1}{1 \cdot 10^{-9} \cdot (0,7 \cdot R_T + 3 \cdot 12)} \Rightarrow R_T = 3520 \Omega \quad (28)$$

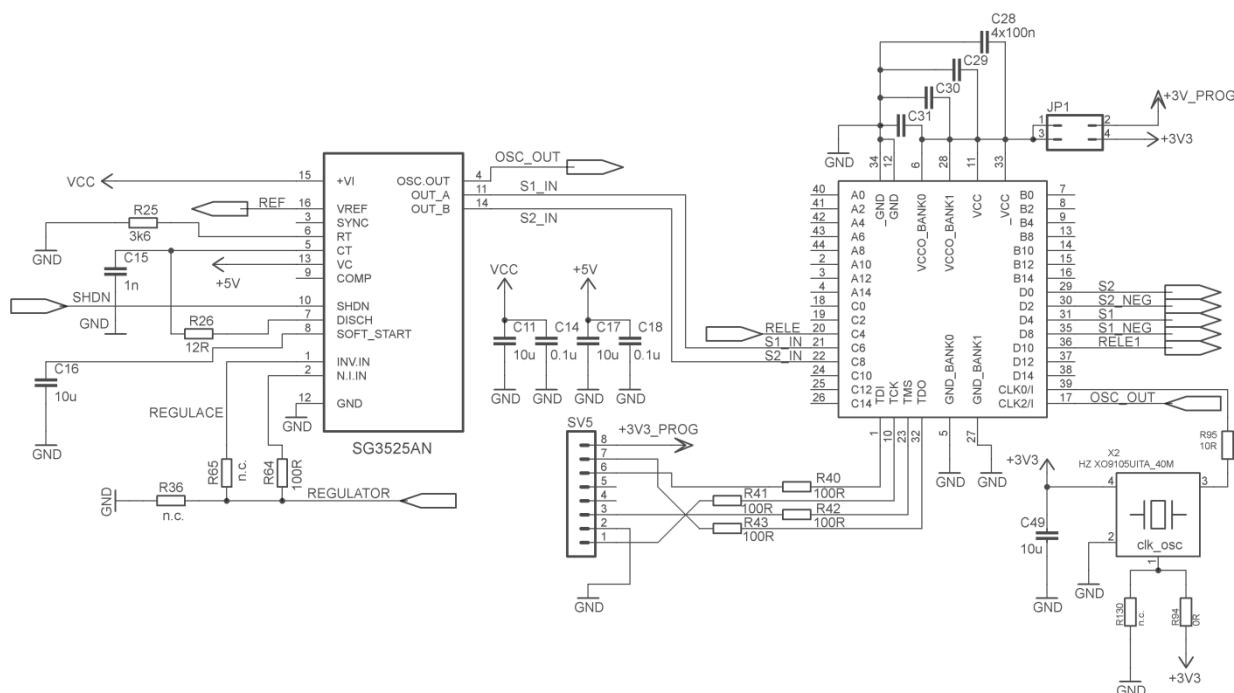
Z odporovej rady E24 je vybraná najbližšia možná hodnota $R_T = 3,6$ k Ω .



Obr. 24 Základné zapojenie obvodu SG3525AN

4.5.2 Obvody pre riadenie výkonovej štruktúry – plný most

Nakoľko riadenie toku energie cez výkonový transformátor vyžaduje zložitejší riadiaci postup ako je schopný poskytnúť obvod generátoru SG3525, preto bolo nutné do modulu vbrať prvok, ktorým by sa dalo toto zložitejšie riadenie realizovať. Pre vysokú spoľahlivosť, jednoduché programovanie, ale hlavne vnútornú analógovú štruktúru bolo pre túto úlohu zvolené hradlové pole typu CLPD od firmy Lattice a to LC 4064V s 64 logickými jednotkami. Toto hradlové pole dáva možnosť voľby pri výbere typu riadenia výkonovej štruktúry. Prípadné neskoršie doladovanie finálneho riadiaceho algoritmu bude vďaka tejto vradenej súčasti tiež jednoduchšie.



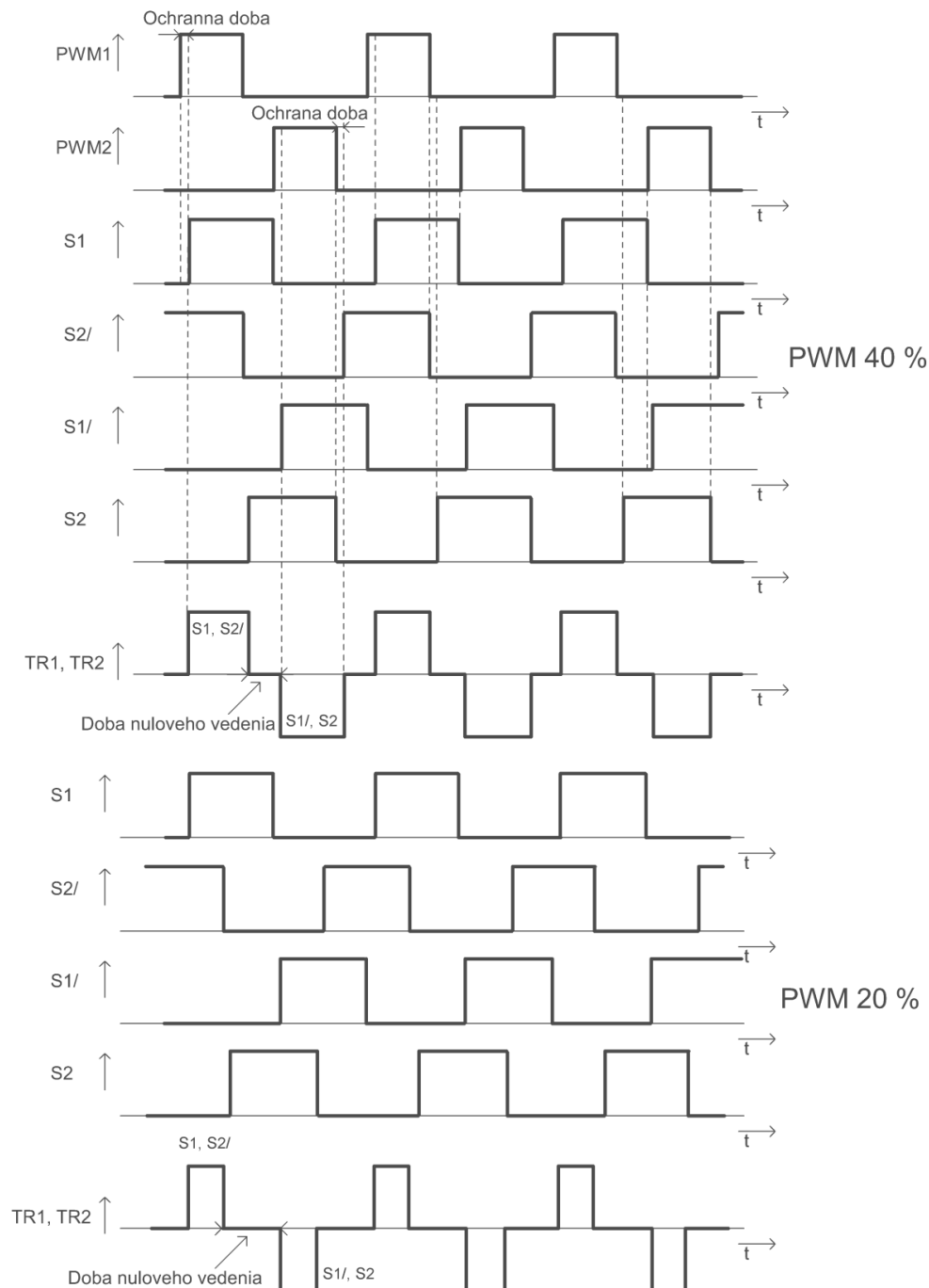
Obr. 25 Zapojenie riadiacej časti nabíjača

Medzi dva uvažované algoritmy, ktoré môžu byť realizované na tomto type budiaceho a riadiaceho modulu sú: PWM regulácia s naprogramovanou vybíjacou dobou primárneho vinutia, alebo riadenie toku energie cez výkonový transformátor pomocou vzájomného fázového posunu budiacich signálov výkonových tranzistorov v uhlopriečke. V ďalšom texte budú podrobnejšie popísané jednotlivé typy riadenia.

PWM regulácia s naprogramovanou vybíjacou dobou primárneho vinutia.

Tento typ riadenia je vytvorený zo signálov generovaných integrovaným obvodom SG3525 na základe spätnej väzby pochádzajúcej z meraného výstupného prúdu a napätia. Strieda budiacich signálov sa mení v závislosti na potreby výstupu, to znamená, že pokiaľ na nezaťaženom výstupe bude väčšie napätie ako menovitá strieda sa začne znižovať, aby výstupné napätie neprekročilo menovitú hodnotu. Pokiaľ nabíjač dosiahne svojho maximálneho výkonu a záťaž by potrebovala väčší výkon, bude sa nabíjač správať ako zdroj konštantného prúdu s nastaveným maximálnym menovitým prúdom. Toto riadenie len s pomocou obvodu SG3525 by bolo nedostatočné, nakoľko vplyvom

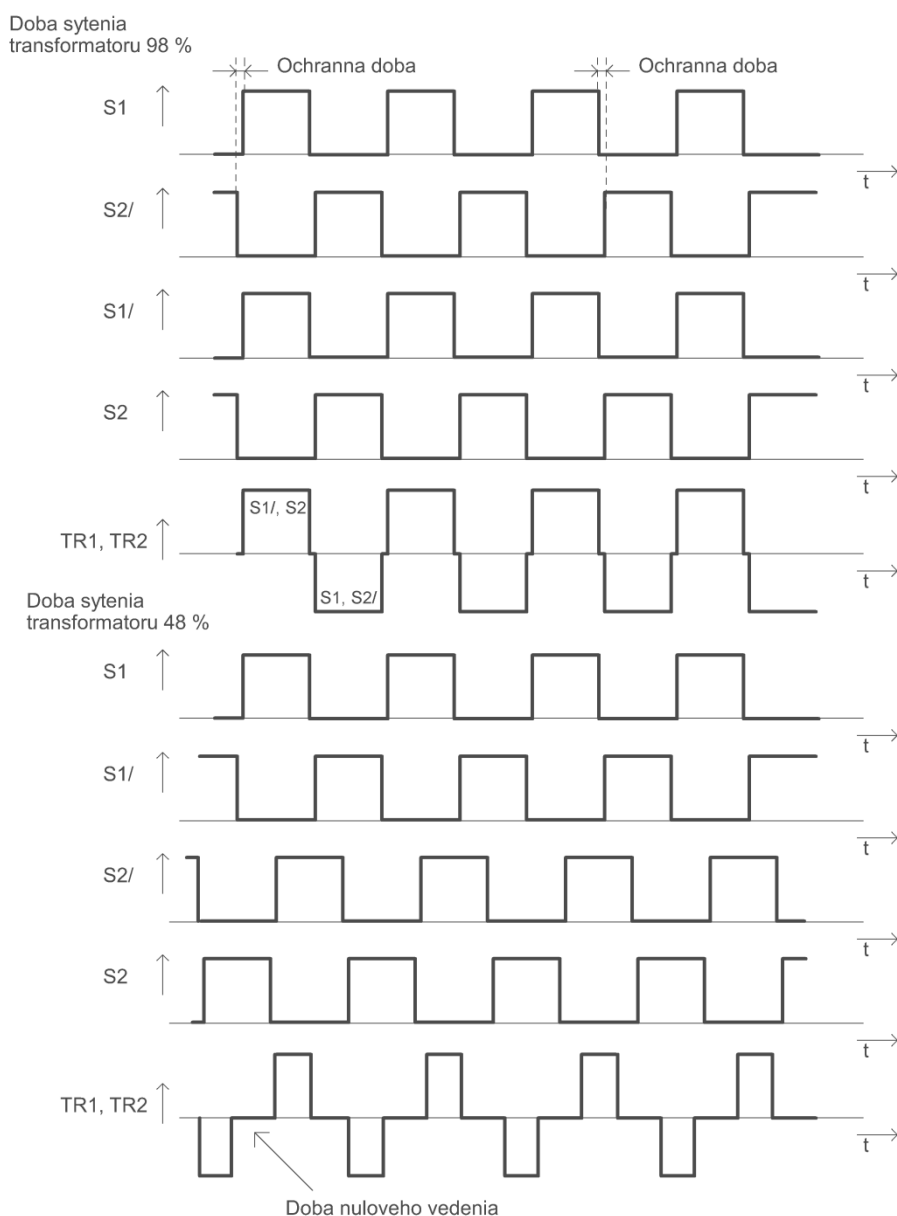
spätných diód na tranzistoroch vo výkonovom obvode nikdy úplne nenastane doba nulového napätia na primárnom vedení výkonového transformátoru. Tieto signály je teda potrebné upraviť v hradlovom poli tak, aby bolo zaistené vybitie energie nahromadenej v transformátore a tým zaistená takzvaná „doba nulového vedenia cez transformátor“. V hradlovom poli je ďalej taktiež naprogramovaná ochranná doba 100ns, aby nedošlo ku skratovaniu jednosmerného medziobvodu. Príklad budiacich signálov pre striedu 40 % a 20 % a výsledné napätie primárnym vedením výkonového transformátoru je znázornené na nasledujúcom obrázku.



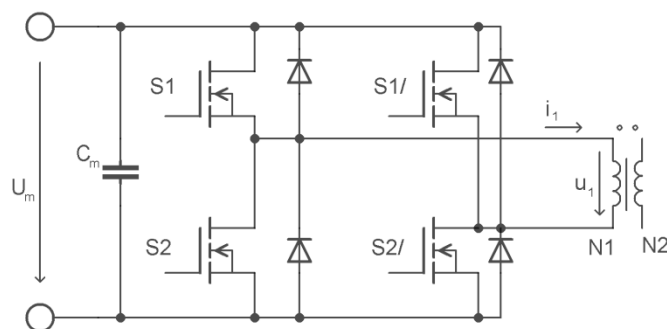
Obr. 26 Priebehy budiacich signálov výkonových tranzistorov PWM metódou

Regulácia výstupného výkonu pomocou metódy fázového riadenia

Tento typ riadenia je založený na princípe fázového posuvu dvoch signálov s pevnou striedou a s naprogramovanou ochrannou dobou proti skratovaniu jednosmerného medziobvodu. Budiace signály v jednej vetvi (nie v uhlopriečke) sa vzájomne posúvajú o uhol α oproti signálom v druhej vetvy. Uhol α tým pádom určuje takzvanú nulovú dobu vedenia energie transformátorom vyskratovaním primárneho vedenia pomocou horných, alebo dolných tranzistorov v mostíku. Naopak vedenie energie cez výkonový transformátor zaisťuje vzájomná doba prekrytia zopnutých tranzistorov v uhlopriečke, buď v uhlopriečke S1 a S2/, alebo S2 a S1/. Čím menší je uhol α tým väčšia je doba, v ktorej sa vedie energia cez výkonový transformátor. Princíp fázového riadenia spínaných zdrojov s výkonovou štruktúrou plný most je zrejmy z nasledujúceho obrázku.



Obr. 27 Priebehy budiacích signálov výkonových tranzistorov fázovou metódou

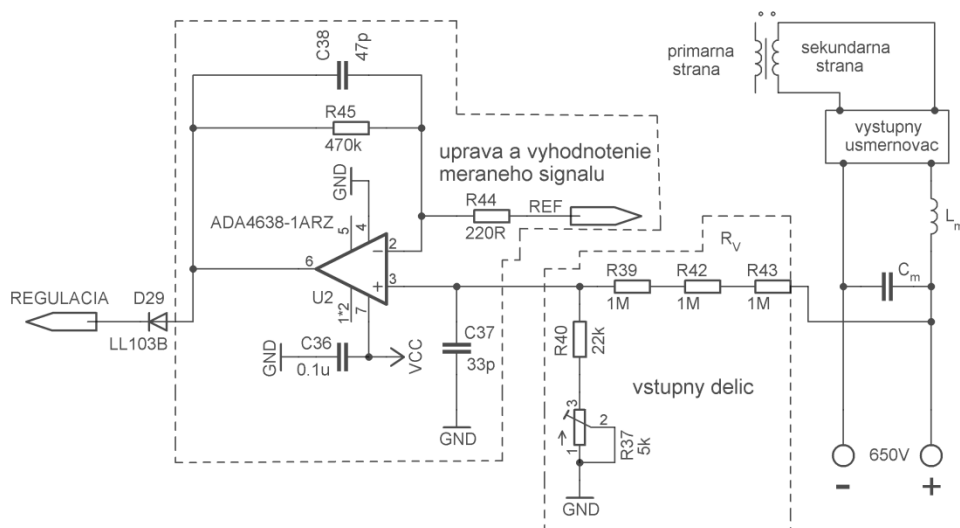


Obr. 28 zapojenie výkonového mostíku pre predchádzajúce ilustrácie budiacich priebehov

4.5.3 Regulátor napätia

Napäťový regulátor bol navrhnutý s ohľadom na vlastnosti regulačného obvodu generátoru PWM signálu pre budenie výkonových tranzistorov. Keďže generátor sa nachádza na sekundárnej strane (na strane výstupného obvodu) budú všetky riadiace obvody tiež konštruované na tejto strane zdroja. Princíp riadenia napätia je taký, že na riadiaci pin generátoru PWM sa privedie analógová hodnota, ktorá sa porovnáva s vnútornou referenciou generátora a podľa tejto hodnoty sa spína budiaci PWM signál. Experimentálnym pokusom bolo zistené, že strieda sa pohybuje od 0 do 40 % pri napätí na riadiacom pine od 0,9 V do 3,2 V. Pri väčšom napätí sa strieda už nezväčšuje, nakoľko obvodom generátora je nastavená pevná ochranná doba 1 μ s. Zvlnenie výstupného napätia bude ďalej zmenšené pomocou filtračného kondenzátora medzi výstupnými svorkami zdroja.

Pre zachovanie jednoduchosti zapojenia bol navrhnutý obvod pre monitorovanie napätia na výstupe spínaného zdroja. Schéma regulátoru napätia je na obrázku 25. Regulátor sníma výstupné napätie pomocou napäťového deliča. Výsledná vydelená hodnota napätia je presne nastavená pomocou trimra R_{37} . Vstupný filter typu dolná priepusť prvého radu ($R_V + C_{37}$) zaisťuje, že regulátor nebude reagovať na napäťové špice s frekvenciou nad 10 kHz. V precíznom operačnom zosilňovači so vstupným napäťovým offsetom len 4,5 μ V je zosnímaný signál porovnávaný s referenčnou hodnotou 5,1 V z regulačného obvodu. Zosilnenie operačného zosilňovača je nastavené na približne na hodnotu 2000. Z toho vyplýva, že zmenu 3,2 V (celý rozsah striedy) na výstupe U_2 spôsobí zmena výstupného napätia nabíjaču o 0,2 V. Následne budú dopočítané potrebné hodnoty prvkov použitých v regulačnom obvode.



Obr. 28 Zapojenie obvodu pre meranie a reguláciu napätia

Pre výstupné napätie odporového deliča použijeme známy vzorec, napäťovú referenciu použijeme z riadiaceho obvodu SG3525, ktorá má hodnotu 5,1 V. Preto je treba hľadať najvhodnejšiu variantu, aby na výstupe deliča bolo práve toto napätie. Zvolíme hodnotu $R_{40} = 22 \text{ k}\Omega$. Potom

$$U_{DELv} = U_{vyst} \cdot \frac{R_{40}}{R_V + R_{40}} \Rightarrow R_V = \frac{R_{40}(U_{vyst} - U_{ref})}{U_{ref}} = \frac{22 \cdot 10^3 (650 - 5,1)}{5,1} = 2,8 \text{ M}\Omega \quad (29)$$

Nakoľko táto hodnota nie je dostupná vyberie sa najbližšia vyššia hodnota odporu z rady E24 a to 3 M Ω . Potom vypočítame skutočné výstupné napätie. Pretože na odpore R_V vzniká napäťový úbytok približne 650 V a určitý stratový výkon musí byť odpor R_V zložený z troch samostatných rezistorov, ktoré výkonovú stratu zvládnu. Odpory musia mať vysokú presnosť a nízky teplotný koeficient, pretože na nich závisí hodnota výstupného napätia nabíjača.

$$U_{del} = U_{vyst} \cdot \frac{R_{40}}{R_V + R_{40}} = 650 \cdot \frac{22 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^6 + 22 \cdot 10^3} = 4,732 \text{ V} \quad (30)$$

Pre presné doladenie výstupného napätia bol do obvodu deliča napätia zaradený odporový trimer s hodnotou odporu 5 k Ω . Takto je možné nastaviť výstupnú hodnotu napäťového deliča až na 5,8 V. Výpočet zosilnenia operačného zosilňovača je nasledujúci:

Zmena 0,2 V na výstupe nabíjača spôsobí zmenu na napäťovom deliči

$$U_{del,0,2} = 0,2 \cdot \frac{R_{40} + R_{37}}{R_V + R_{40} + R_{37}} = 0,2 \cdot \frac{23,724 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^6 + 23,724 \cdot 10^3} = 0,001569 = 1,569 \text{ mV} \quad (31)$$

V tom prípade zmena 1,569 mV na vstupe musí spôsobiť zmenu 3,2 V na výstupe. Potrebné zosilnenie zapojenia bude

$$A_{zos} = \frac{U_z}{U_{del_0,2}} = \frac{3,2}{0,001569} = 2039,21 \quad (32)$$

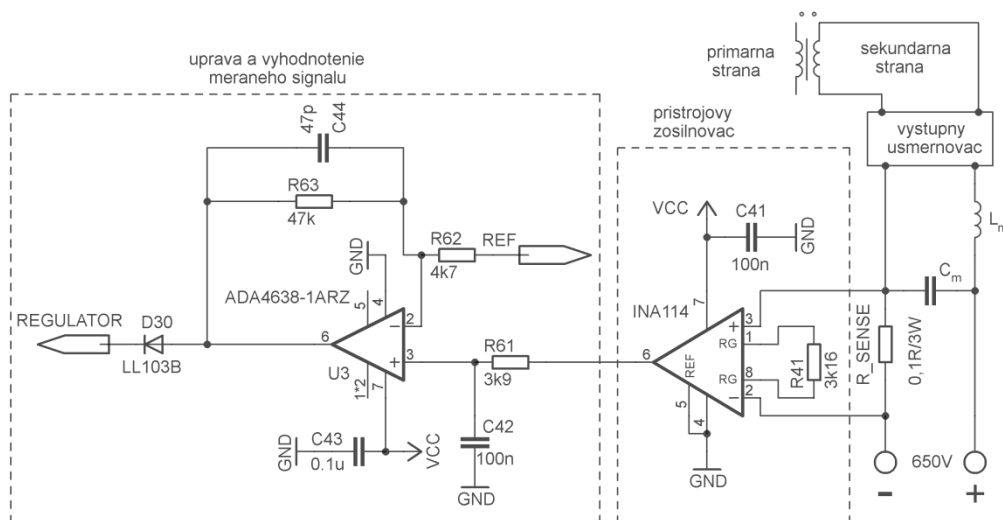
Zosilnenie zapojenia je dané rezistormi R_{44} a R_{45} . Hodnota R_{45} sa zvolí 470 k Ω , potom

$$R_{44} = \frac{R_{45}}{A_{zos}} = \frac{470 \cdot 10^3}{2039,21} = 230,48 \Omega \quad (33)$$

Pre skutočnú aplikáciu sa vyberie hodnota odporu rezistoru z rady E₃ a to 220 Ω . Za výstup operačného zosilňovača je zaradená rýchla schotkyho dióda LL103B, s poklesom napätia v priepustnom smere len 0,1 V, z dôvodu, aby sa vzájomne neovplyvňovali výstupy prúdového obmedzovača a napäťového regulátoru.

4.5.4 Obmedzovač výstupného prúdu

Zo zadania diplomovej práce je zrejmé, že nabíjač by mal nabíjať batérie maximálnym prúdom $I_{výst} = 3A$. Zadaný prúd je obmedzený použitím jedno fázovej siete, dostupnej v bežných zásuvkách v domácnostiach. Regulácia prúdu bude riešená podobne ako pri regulovaní napätia cez riadiaci pin obvodu SG3252. Výstupný prúd bude snímaný pomocou prístrojového zosilňovača, ktorý je najvhodnejší na snímanie rozdielového signálu, ktorý vzniká na meracom rezistore R_{sense} . Keď výstupný prúd prekročí žiadanú hodnotu prúdu, obvod obmedzenia výstupného prúdu zareaguje a postupne mení striedu generovaného budiaceho PWM signálu od 0 do 40 %. Týmto spôsobom riadenia bude prúd značne zvlnený, avšak ako je zrejmé z kapitoly 2, batérie zvlnený nabíjací prúd nepoškodzuje a zvlneným prúdom je možné korektne nabíjať Li-Fe-PO₄ batérie. Schéma obvodu prúdového obmedzovača je na obrázku 28.



Obr. 29 Schéma zapojenia prúdového obmedzovača

Pre meranie prúdu bol vybraný precízny rezistor od firmy Bourns s hodnotou odporu $R_{SENSE} = 0,1 \Omega$, maximálnym možným rozptylom hodnoty $\pm 1 \%$, veľmi nízkym teplotným

driftom $\pm 20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ a maximálnou prípustnou výkonovou stratou 3 W. Úbytok napätia na odpore sa vypočíta podľa ohmového zákona

$$U_S = I_{vyst} \cdot R_{sense} = 3 \cdot 0,1 = 0,3 \text{ V} \quad (34)$$

Následne sa overí výkonová strata na rezistore

$$P_{VS} = U_S \cdot I_{vyst} = 0,3 \cdot 3 = 0,9 \text{ W} \quad (35)$$

Stratový výkon na meracom odpore 0,9 W je v poriadku, pretože odpor je správne nadimenzovaný na 3 W. Ďalej sa spočíta zosilnenie nameraného signálu, aby mohol byť signál porovnaný s referenciou z riadiaceho obvodu 5,1 V. Zosilnenie rozdielového operačného zosilňovača je dané rezistorom R_{41} . Zosilnenie sa vypočíta rovnicou

$$A_{zos1} = \frac{U_{z1}}{U_{sk1}} = \frac{5,1}{0,3} = 17 \quad (36)$$

Vzorcom (37) sa vypočíta hodnota R_{41} podľa katalógu výrobcu [4]

$$A_{zos1} = 1 + \frac{50000}{R_{41}} \Rightarrow R_{41} = \frac{50000}{A_{zos1} - 1} = \frac{50000}{16} = 3125 \Omega \quad (37)$$

Za výstup operačného zosilňovača je zaradená rýchla schotkyho dióda LL103B, s poklesom napätia v prípustnom smere len 0,1 V, z dôvodu, aby sa vzájomne neovplyvňovali výstupy prúdového obmedzovača a napäťového regulátora. Zosilnenie zapojenia s operačným zosilňovačom je vypočítané rovnako ako v predchádzajúcom prípade.

4.6 Návrh impulzného transformátoru

Impulzný transformátor je jedna z najdôležitejších súčastí spínaného zdroja, u ktorého je požadované galvanické oddelenie sieťového vstupu od výstupu zdroja. Transformátor ďalej poskytuje úpravu veľkosti výstupných veličín. Aby bol minimalizovaný nežiaduci rozptyl, bude transformátor realizovaný na toroidnom jadre.

Pre realizáciu bolo zvolené toroidné jadro typu Lj T4919/CF138. Jedná sa o štandardný feritový materiál používaný vo výkonových aplikáciách. Pre spínicu frekvenciu $f = 200 \text{ kHz}$ pripustíme maximálnu hodnotu magnetickej indukcie $B_m = 0,21 \text{ T}$. Parametre toroidného jadra sú v tabuľke 5.

| | | |
|---------------------------------|---------------------------|------|
| d_1 [mm] | Vnútorý priemer | 31,8 |
| d_2 [mm] | Vonkajší priemer | 49 |
| v [mm] | Výška jadra | 19 |
| S_{Fe1} [mm] ² | Prierez jadra | 161 |
| Λ_1 [μH] | Magnetická vodivosť jadra | 3,45 |
| p_{href} [kW/m ³] | hysterézne straty | 730 |

Tab. 5 Parametre použitého toroidného jadra

Jadro transformátoru bude zložené z troch kusov jednotlivých toroidov zlepených do tvaru valca. Prierez jadra potom bude

$$S_{Fe} = 4 \cdot S_{fe_1} = 3 \cdot 161 = 483 \text{ mm}^2 \quad (38)$$

Potrebný počet primárnych závitov (aby nedochádzalo k prekročeniu maximálnej zvolenej indukcie) bude

$$N_1 = \frac{U_{m_max}}{4 \cdot S_{Fe} \cdot B_m \cdot f} = \frac{358}{4 \cdot 483 \cdot 10^{-6} \cdot 0,21 \cdot 200 \cdot 10^3} = 4,41 \doteq 4 \quad (39)$$

Aby nedochádzalo k prekročeniu magnetickej indukcie, bude hodnota zaokrúhlená smerom nadol.

Pre zistenie efektívnej hodnoty prúdu v medziobvode je potrebné najprv potrebné zistiť prevodový pomer transformátoru. Aby bolo možné zistiť prevodový pomer transformátoru musí byť vypočítaný počet sekundárnych závitov. Pre výpočet počtu sekundárnych závitov sa použije vzorec z literatúry [1]

$$N_2 = \frac{N_1 \cdot U_{vyst}}{2 \cdot U_m \cdot str_{max}} = \frac{4 \cdot 650}{2 \cdot 325 \cdot 0,4} = 10 \quad (40)$$

U transformátoru je nutné uvažovať väčší počet sekundárnych závitov, ktorý bol vypočítaný vo vyššie uvedenej rovnici (40), dôvodom je zúženie napäťových pulzov na sekundárnej strane transformátoru, spôsobených rozptylovou indukčnosťou pri plnom zaťažení. Zatiaľ teda bude uvažovaný počet sekundárnych závitov 12.

prevodový pomer transformátoru sa rovná

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{12}{4} = 3 \quad (41)$$

maximálny prúd v medziobvode bude

$$I_{m_max} = I_{vyst} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 3 \cdot 3 = 9 \text{ A} \quad (42)$$

efektívna hodnota prúdu pri plnej striede dosiahne hodnotu

$$I_{m_rms} = I_{vyst} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{str_{max}} = 3 \cdot 3 \cdot \sqrt{0,4} = 5,69 \text{ A} \quad (43)$$

stredná hodnota prúdu pretekajúca dvojicou tranzistorov je

$$I_{m_av} = I_{vyst} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot str_{max} = 3 \cdot 3 \cdot 0,4 = 3,6 \text{ A} \quad (44)$$

pre odhad prierezu medi v primárnom vinutí je nutné hrubo zvoliť prúdovú hustotu primárneho vinutia, zvolíme teda hodnotu $J = 1 \text{ A} / \text{mm}^2$

$$S_{cu1} = \frac{I_{m,rms}}{J_1} = \frac{5,69}{1} = 5,69 \text{ mm}^2 \quad (45)$$

Pri vysokej spínacej frekvencií musíme už uvažovať na parametrami, napríklad ako je hĺbka vniku na kmitočte 200 kHz, preto musí byť vodič vedený z vysoko frekvenčného lanka. Hĺbka vniku je

$$\sigma = \frac{65}{\sqrt{f}} = \frac{65}{\sqrt{200 \cdot 10^3}} = 0,145 \text{ mm} \quad (46)$$

U vysoko frekvenčného lanka nesmie byť priemer dratou väčší než približne 0,3 mm. Preto bude navrhované klasické dostupné lanko od firmy Rupalit classic 300x0,2 mm so zosilnenou izoláciou s prierezom 9,4 mm². Prúdová hustota primárneho vinutia nakoniec bude

$$J_1 = \frac{I_{m,rms}}{S_{cu1}} = \frac{5,69}{9,4} = 0,61 \text{ A/mm}^2 \quad (47)$$

Prúd sekundárnym vinutím má v idealizovanom prípade tvar pravouhlých prúdových impulzov s amplitúdou $\pm I_{výst}$. Šírka kladného a záporného pulzu je zhodná s veľkosťou striedy str_{MAX} . Efektívna hodnota takýchto pulzov sa rovná dvojcestne usmernením pulzom. Po dvojcestom usmernení vznikne signál so striedou $2str_{MAX}$. V takomto prípade sa efektívna hodnota prúdu rovná

$$I_{2,rms} = I_{výst} \cdot 2 \cdot \sqrt{str_{max}} = 3 \cdot 2 \cdot \sqrt{0,4} = 2,68 \text{ A} \quad (48)$$

Sekundárne vinutie je navrhované z toho istého vysoko frekvenčného lanka Rupalit classic 300x0,2 mm s prierezom 9,4 mm², prúdová hustota sekundárneho vinutia

$$J_2 = \frac{I_{2,rms}}{S_{cu2}} = \frac{2,68}{9,4} = 0,29 \text{ A/mm}^2 \quad (49)$$

Následne bude spravený výpočet pre výpočet magnetizačného prúdu. Na začiatok musí byť spočítaná magnetická vodivosť celého jadra:

$$\Lambda = 3 \cdot \Lambda_1 = 3 \cdot 3,45 = 10,35 \mu H \quad (50)$$

Spočítame indukčnosť primárneho vinutia

$$L_1 = N_1^2 \cdot \Lambda = 4^2 \cdot 10,35 = 165,6 \mu H \quad (51)$$

Potom bude hodnota špičkového magnetizačného prúdu

$$I_{\mu,max} = \frac{U_m}{4 \cdot L_1 \cdot f} = \frac{325}{165,6 \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 10^3} = 2,45 \text{ A} \quad (52)$$

A magnetický tok v jadre transformátoru

$$\Psi = L_1 \cdot I_{\mu_{max}} = 165,6 \cdot 10^{-6} \cdot 2,45 = 405,72 \mu Wb \quad (53)$$

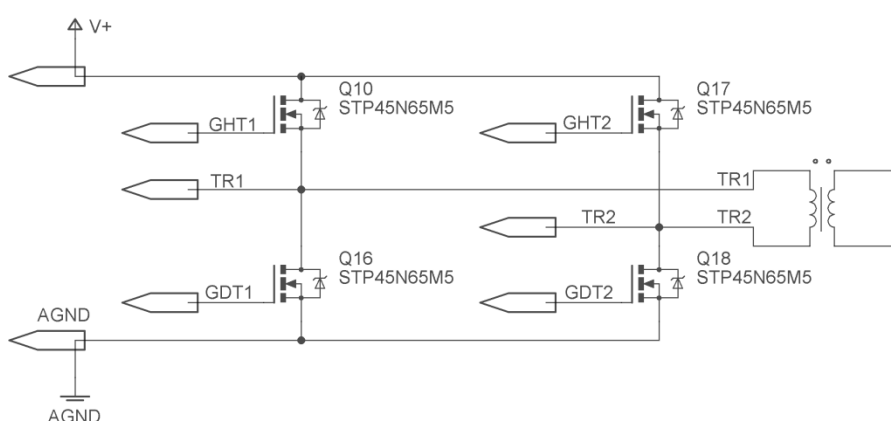
Nakoľko výkonový transformátor by nebolo dobré vyrábať ručným navinutím na vypočítané feritové jadro, pretože prototyp bude po dokončení používaný ľudskou obsluhou na nabíjanie balenia batérií vo vozidle DEMOCAR a je nutné dodržať určité bezpečnostné pravidlá bude najvhodnejšia varianta nechať vyrobiť transformátor na zákazku. Výpočty však nie sú zbytočné, alebo len demonštračné, ale veľmi pomôžu pri zadávaní zákazky na výrobu transformátoru danej firme.

4.7 Návrh a dimenzovanie silového obvodu

Ako už bolo uvedené, výkonová topológia silového obvodu bola zvolená ako dvojčinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním. Schéma obvodu je na obr. 29.

Z predchádzajúceho textu je zrejmé, že tranzistory budú spínať napätie medziobvodu, ktoré bude dosahovať hodnotu, ktorá bola predtým vypočítaná podľa vzorca (24) a približne je 325 V. Ďalej tranzistory v silovom obvode budú namáhané prúdom $I_{m_{max}} = 9 \text{ A}$, ktorý bol vypočítaný v predchádzajúcej časti podľa vzorca (42). Pretože tranzistory sú spínané vysokou frekvenciou (až 200 kHz), bolo nutné prihliadať aj na parazitné vlastnosti, ktoré súvisia s ich spínaním a to hlavne celkový náboj hradla Q_g , Müllerová kapacita prechodu drain – gate, časy zopnutia a vypnutia t_{OFF} a t_{ON} . V tomto prípade je nutné aby tranzistor nemal moc malé napätie $U_{GS(th)}$ takzvané „gate threshold voltage“, aby nedochádzalo k prípadnému náhodnému zapnutiu tranzistoru. Zanedbateľný určite nie je ani parameter tranzistoru $R_{DS(on)}$, ktorý hovorí o odpore PN prechodu hradla drain – source v zopnutom stave tranzistoru. Pri príliš veľkom odpore by vznikali na výkonovej súčiastke vysoké straty v dobe vedenia. Po rozsiahlom skúmaní trhu s výkonovými N MOSFET tranzistormi a prehliadnutí aktuálnej ponuky tranzistorov od popredných svetových výrobcov výkonových prvkov ako Infineon, International Rectifier, NXP, Vishay, St – microelectronics a iné.

Z rozsiahlej ponuky výkonových N MOSFET tranzistorov bol nakoniec vybraný typ STP45N65M5 od firmy St – microelectronics vo výkonovom puzdre TO220. Základné parametre tohto výkonového tranzistoru sú uvedené v tabuľke 6.



Obr. 30 zapojenie silovej časti obvodu

| značka | popis | hodnota |
|---------------------------|--|---------|
| U_{DS} [V] | maximálne napätie prechodu drain - source | 600 |
| I_D , 25 °C [A] | Trvalý dovolený prúd prechodu pri teplote 25 °C | 35 |
| I_D , 100 °C [A] | Trvalý dovolený prúd prechodu pri teplote 100 °C | 22 |
| I_{DM} , 100 °C [A] | Maximálny pulzný prúd prechodu pri teplote 100 °C | 140 |
| t_{on} [ns] | Celková doba zopnutia | 90 |
| t_{off} [ns] | Celková doba vypnutia | 11 |
| Q_g [nC] | Celkový náboj hradla | 82 |
| $R_{DS(on)}$ [Ω] | Max. odpor prechodu v zopnutom stave | 0,078 |
| R_{thj-c} [°C/W] | Tepelný odpor prechodu hradlo – puzdro | 0,6 |

Tab. 6 Katalógové údaje tranzistoru STP45N65M5 [13]

Ďalší text bude venovaný výpočtu tepelných strát na tranzistoroch, dimenzovaniu pasívnych chladičov a teplotným podmienkam v silovej časti. Na začiatok je potrebné spočítať výkonovú stratu na jednom tranzistore. Tá sa skladá zo strát spínaním a strát vedením.

Pre výpočet strát spínaním môžeme napísať vzorec

$$P_{Cs} = \left(\frac{U_m \cdot I_{m_max}}{2} \right) \cdot (t_r + t_f) \cdot f = \left(\frac{325,27 \cdot 9}{2} \right) \cdot (11 \cdot 10^{-9} + 11 \cdot 10^{-9}) \cdot 200 \cdot 10^3 = 6,44 W \quad (54)$$

Následne výpočet strát vedením

$$P_{Cv} = R_{DS(on)} \cdot I_{m_rms}^2 = 0,078 \cdot 5,69^2 = 2,52 W \quad (55)$$

Potom celkové straty na jednom tranzistore budú

$$P_C = P_{Cs} + P_{Cv} = 6,44 + 2,52 = 8,97 W \quad (56)$$

Ďalej budú vypočítané tepelné straty v štruktúre PN prechod – puzdro – chladič – okolie. Teplotu okolia predpokladáme 40 °C. Tepelný prechodový odpor bude realizovaný teplo vodivou pastou a bol pesimisticky odhadnutý ako $R_{thc-h} = 0,1$ °C/W

Rozdiel teploty medzi polovodičovým prechodom a puzdrom bude

$$T_{j-c} = R_{thj-c} \cdot P_C = 0,6 \cdot 8,97 = 5,38 °C \quad (57)$$

Potom rozdiel teplôt puzdra a chladiča

$$T_{c-h} = R_{thc-h} \cdot P_{FAV} = 0,1 \cdot 8,97 = 0,89 °C \quad (58)$$

Minimálny rozdiel teplôt chladiča a okolia

$$T_{h-a} = (T_{jmax} - T_a) - (T_{j-c} + T_{c-h}) = (150 - 40) - (5,38 + 0,89) = 103,73 °C \quad (60)$$

Ďalej tepelný odpor chladiča musí byť

$$R_{thh-a} = \frac{T_{h-a}}{P_{FAV}} = \frac{103,73}{8,97} = 11,56 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (61)$$

Pri finálnom výbere chladiča sa bude musieť brať ohľad na nutné galvanické oddelenie tranzistorov medzi sebou, preto bude chladenie realizované na samostatných chladičoch. V prístroji bude tiež aktívne chladenie pomocou ventilátora, ktorý bude zabezpečovať neustály obeh vzduchu a tak je možné zvoliť chladič s trochu väčším tepelným odporom, ktorý bude mať menšie rozmery.

Pre ďalšie výpočty je potrebné vyčísliť celkovú výkonovú stratu v silovom obvode. Ta bude

$$P_{Celk} = P_C \cdot 4 = 8,97 \cdot 4 = 35,88 \text{ W} \quad (62)$$

4.8 Výstupné obvody

4.8.1 Výstupný usmerňovač

Ako výstupný usmerňovač bol zvolený podľa literatúry [1] klasický dvojcestný diódový mostík. Mostík je zapojený hneď na sekundárnej strane transformátoru a slúži k usmerneniu výkonového obdĺžnikového signálu so striedou blížiacou sa str_{max} . Výstupné napät'ové pulzy sú zúžené kvôli rozptylovej indukčnosti na sekundárnom vinutí a majú tvar lichobežníku. Pre dimenzovanie diód výstupného usmerňovača je potrebné vedieť maximálnu strednú hodnotu prúdu a veľkosť výstupného napätia.

Efektívna hodnota prúdu sa spočíta ako

$$I_{v_{ef}} = I_{vyst} \cdot \sqrt{2 \cdot str_{max}} = 3 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4} = 2,68 \text{ A} \quad (63)$$

Podľa vzorca (64) sa spočíta stredná hodnota prúdu na usmerňovacom mostíku

$$I_{dm_{str}} = \frac{I_{vyst}}{2} = \frac{3}{2} = 1,5 \text{ A} \quad (64)$$

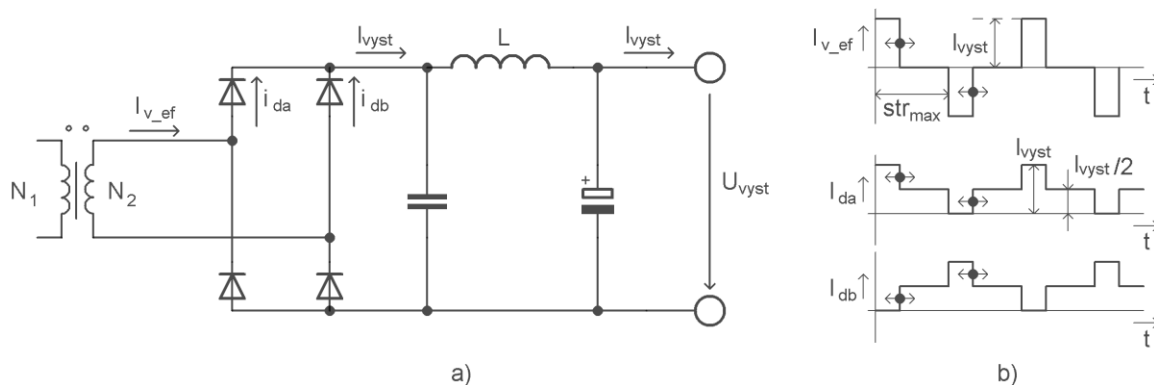
Následne efektívna hodnota prúdu na usmerňovacom mostíku

$$I_{dm_{ef}} = \frac{I_{vyst}}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot str_{max}} = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot 0,4} = 2,01 \text{ A} \quad (65)$$

Pre výber správnych diód do usmerňovacieho mostíka je potrebné vedieť hodnotu maximálneho možného záverného napätia, ktorým budú diódy namáhané

$$U_{dm_{zav}} = \frac{U_{vyst}}{2 \cdot str_{max}} = \frac{650}{2 \cdot 0,4} = 812,5 \text{ V} \quad (66)$$

Z obrázku 30 je patrné zapojenie výstupného usmerňovača a priebehy napätia a prúdu v jednotlivých bodoch.



Obr. 31 Zapojenie výstupného usmerňovača s filtrom, priebehy na výstupnom usmerňovači

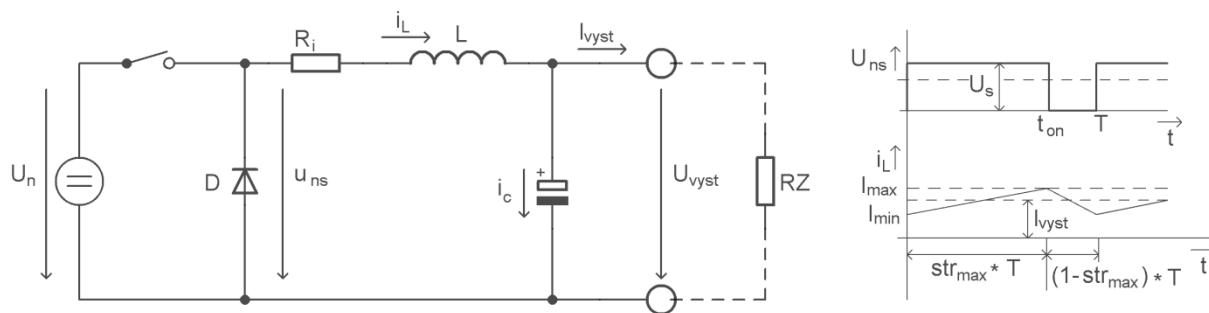
Po preskúmaní dostupných možností výberu usmerňovacích diód, s ohľadom na požiadavky na vyššie uvedené vypočítané parametre bola vybraná ultra – rýchla dióda od firmy ST – microelectronics STTH512. Táto dióda je vo výkonovom puzdre DPAK s SMD montážou a chladením priamo pomocou plochy na doske plošných spojov. Ďalej táto dióda splňuje požiadavky na usmernenie napätia a prúdu s vysokou frekvenciou a to hlavne malou kapacitou hradla a krátkymi zotavovacími dobami t_{tr} a t_{fr} . Dôležité parametre usmerňovacích diód sú uvedené v tabuľke 7.

| značka | popis | hodnota |
|------------------------------|---|---------|
| U_{RRM} [V] | Opakovateľné záverné napätie diódy | 1200 |
| $I_{F(RMS)}$, 100 °C [A] | Dovolená efektívny prúd diódou pri teplote 25 °C | 10 |
| $I_{F(AV)}$, 145 °C [A] | Stredná hodnota prúdu diódou pri teplote 145 °C a striede 50 % | 5 |
| I_{FRM} , 100 °C [A] | Maximálny opakovateľný prúd diódou pri teplote 100 °C | 60 |
| t_{tr} [ns] | Spätný zotavovací čas diódy | 48 |
| t_{fr} [ns] | Dopredný zotavovací čas diódy | 400 |
| C_j [pF] | Kapacita PN prechodu pri závernom napätí 650 V | 4 |
| r_d [Ω] | Odpor prechodu v zopnutom stave | 0,86 |
| R_{thj-c} [°C/W] | Tepelný odpor prechodu hradlo – puzdro | 2,5 |

Tab. 7 Parametre diódy STTH512 [14]

4.8.2 Výstupná tlmivka

Pre teoretický návrh výstupného filtra je nutné nahradiť usmerňovač ekvivalentným spínacím obvodom. Namiesto sekundárneho vinutia transformátoru budeme uvažovať náhradný zdroj napätia U_n . Napätie má idealizovaný tvar pravouhlých impulzov o amplitúde U_{ns} a o danej striede. Náhradné schéma je na obr. 31. Rezistor R_i predstavuje sériový parazitný odpor vinutia tlmivky a transformátoru.



Obr. 32 Náhradné schéma sekundárnych usmerňovačov ekvivalentným spínacím odporom

Pre výpočet hodnoty indukcie tlmivky pri dvojčinnom meniči je potrebné počítať so striedou $s = \frac{1}{2}$, nakoľko práve pri tejto striede výstupného napätia je prúd najviac zvlnený. Zvlnenie výstupného prúdu zvolíme $\Delta I = 2 \text{ A}$. Hodnota indukcie bude

$$L = \frac{U_{vyst}}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1 - s) \cdot s = \frac{650}{2 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 2} \cdot (1 - 0,4) \cdot 0,4 = 195 \mu\text{H} \quad (67)$$

Nakoľko prúd na výstupe je relatívne nízky, môžeme do obvodu zvoliť aj sériovo vyrábanú tlmivku. Z katalógovej rady je najbližšia hodnota vyrábanej indukcie $220 \mu\text{H}$, prúdovo bude tlmivka dimenzovaná podľa maximálneho výstupného prúdu zdroja.

V tomto prípade bude ale výber tlmivky omnoho zložitejší, pretože tlmivka sa nachádza na sekundárnej strane s vysokým napätím až 650 V . Klasicky dostupné tlmivky sú vhodné do jednotiek až desiatiek voltov a preto nie sú pre túto aplikáciu vhodné. Vhodnú tlmivku je potrebné vybrať v kategórii „high voltage inductors“. Tieto tlmivky sú štandardne vyrábané do 400 V , čo je stále nedostatočná hodnota pre tento nabíjač. Po predchádzajúcich zisteniach je zjavné, že výstupnú tlmivku je nutné nechať vyrobiť na zákazku, alebo navinúť ručne so zvýšenou izoláciou.

4.8.3 Výstupná kapacita

Kapacita na výstupe slúži k vyhladeniu výstupného napätia, čo veľmi pozitívne prispieva nielen ku skvalitneniu napäťovej regulácie, ale aj k potlačeniu rušenia, ktoré sa šíri výstupnými svorkami. V prípade ak by kondenzátor na výstupe použitý nebol indukčnosť záťaže, výstupných káblov a výstupnej tlmivky by spolu tvorili induktívny delič. Na výstupných svorkách by sa prejavovali striedavé napäťové pulzy s frekvenciou spínania silovej časti obvodu 200 kHz .

Kondenzátor môže byť v niektorých prípadoch namáhaný celým zvlnením výstupného prúdu . Zvlnenie prúdu má trojuholníkový priebeh s rozkmitom špička – špička 2 A.

Efektívna hodnota prúdu kondenzátorom bude

$$I_{Cv} = \frac{\Delta I}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{2}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0,57 \text{ A} \quad (68)$$

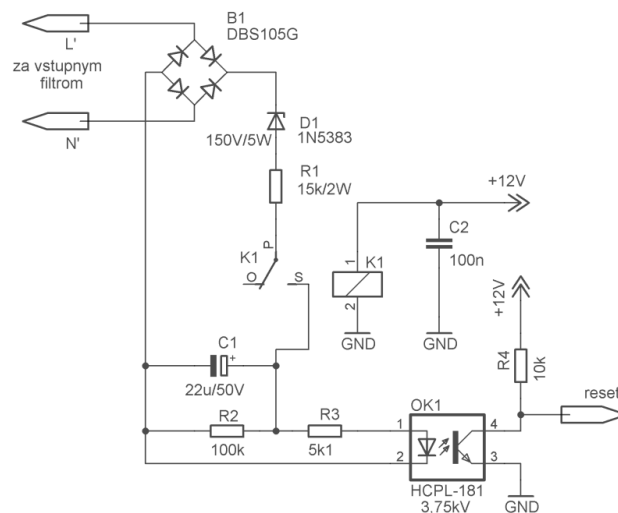
Kondenzátor musí byť dostatočne napäťovo dimenzovaný, nakoľko jeho poškodenie by mohlo znamenať veľké komplikácie a mohlo by dôjsť k poškodeniu prístroja, alebo pripojených zariadení. Pre tieto aplikácie sú už z princípu elektrolytické kondenzátory nepoužiteľné a preto bolo treba vybrať vhodnú alternatívu v podaní fóliového kondenzátora. Ako výstupný kondenzátor bol vhodne zvolený bez indukčný fóliový polypropylénový kondenzátor s kapacitou $2x C_v = 10 \mu\text{F}$, napäťovo dimenzovaný na 1 kV.

Ďalej je ešte nutné overiť rezonančný kmitočet výstupného LC filtra. Rezonančná frekvencia musí ležať s dostatočným odstupom pod spínacím kmitočtom meniča.

$$f_{rez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_v}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}} = 1,8 \text{ kHz} \quad (69)$$

4.9 Obvod kontroly poklesu vstupného napájacieho napätia

Táto časť nabíjaču má za úlohu kontrolovať prítomnosť vstupného napájacieho sieťového napätia. Dôvod realizácie toho obvodu je nutnosť pomalého náběhu zdroja („soft – start“) po každom pripojení sieťového napätia. Veľká kapacita napäťového medziobvodu by spôsobila pri nabíjaní veľký prúdový prekmit v sieti a to by malo za následok vypnutie sieťových ističov. Po detekovaní poklesu napätia je okamžite vypnutý generátor spínacích pulzov silovej časti obvodu, nabíjač je v tomto stave korektne odpojený. Po opätovnom pripojení sieťového napätia obvod časovaču spúšťa odpočet 30 sekúnd počas ktorých sa nabijú kondenzátory napäťového medziobvodu cez výkonový odpor vradený za vstupný filter. Po uplynutí 30 sekúnd je spustený generátor budiacich signálov na výstupe je opäť požadované napätie a prúd. Nabíjací odpor je v tejto dobe premostený pomocou výkonového relé. Schéma skutočného zapojenia obvodu je na obrázku 32.



Obr. 33 Schéma zapojenia detektoru poklesu vstupného sieťového napätia

Stručný popis funkcie obvodu: Pripojené sieťové napätie je usmernené pomocou štyroch schotkyho diód na pulzy s tvarom pol sínusovky s kladnou amplitúdou o veľkosti 325 V a frekvenciou 100 Hz. Zenerová dióda sa otvorí v závernom smere po tom ako sa na jej katóde objaví napätie väčšie ako približne 150 V. Tieto pulzy sú vydelené pomocou odporového deliča R_1 a R_2 a napätie vyhladené v kondenzátore C_1 . Na kondenzátore C_1 je efektívna hodnota napätia približne 5 V. Pomocou odporu R_3 je nastavený prúd led diódou optočlenu na 4 mA. Prúd tranzistorom optočlenu je pomocou pull-up rezistoru nastavený na 1 mA pri zopnutí. Pri log.1 na signáli „reset“ je počítadlo zastavené. Počítadlo reaguje na log.0, kedy je zahájené odpočítavanie. Pri laboratórnom testovaní bolo zistené, že obvod kontroly poklesu napätia reagoval rýchlejšie ako nabehol pomocný napájací zdroj a preto pri prvom zapnutí nebolo zahájené odpočítavanie. Tento problém bol vyriešený vradením malého relé do nízko napät'ovej časti obvodu. Relé sa zopne až po nabehnutí pomocného zdroja. S touto úpravou obvody pracujú správne. Na dióde D_1 a na odpore R_1 vznikajú výkonové straty a preto musia byť dostatočne dimenzované. Celková výkonová strata obvodu predstavuje približne 3 W.

4.9.1 Obvod časovaču

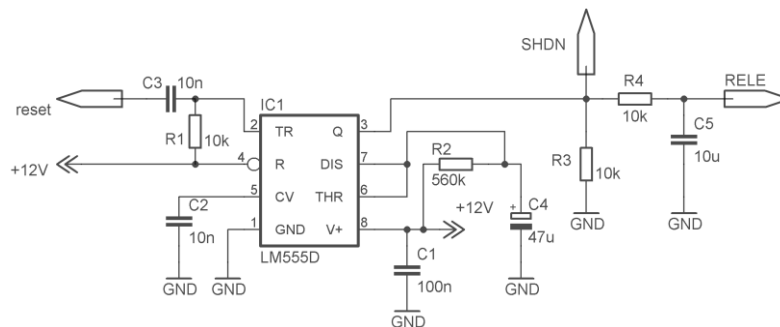
Pre obvod odpočtu času potrebného k pomalému štartu zdroja bol zvolený klasický časovací obvod LM555. Obvod je navrhnutý tak, že pri štarte nabíjaču a pri poklesu napájacieho napätia a jeho náhodnom opätovnom obnovení vždy spustí odpočet 30 sekúnd počas ktorých je vypnutý obvod generovania pulzov pre silovú časť obvodu a kapacita napät'ového medziobvodu je nabíjaná cez predradený výkonový odpor. Tento obvod tak ako aj obvod monitoru poklesu napájacieho napätia je vradený do nabíjaču z dôvodu EMC kompatibility prístroja, ale aj z dôvodu ochrany a predĺženia životnosti elektrolytických kondenzátorov v napät'ovom medziobvode.

Obvod pracuje tak, že po privedení log.0 na signál „reset“ sa pomocou rezistoru R_1 a kondenzátora C_3 vytvorí pulz od ktorého sa začne odpočet. Integrovaný vybíjací tranzistor v obvode LM555 sa zatvorí a na výstupe sa objaví log.1. V ten istý moment sa začne cez odpor R_2 pomaly nabíjať časovací kondenzátor C_4 . Po dosiahnutí dvoch tretín napájacieho napätia na vstupe „threshold“

sa vnútorný komparátor obvodu preklopí a opäť zopne vnútorný vybíjací tranzistor, čo bude mať za následok log.0 na výstupe obvodu. Po dokončení tohto cyklu obvod čaká na zmenu stavu signálu „reset“, ktorým sa započne odpočet. Pomocou signálu „SHDN“ sa ovláda vypnutie generátoru pulzov pre silovú časť obvodu. Pomocou signálu RELE je ovládané premostenie nabíjacieho odporu. Hodnotu časovacích prvkov R_2 a C_4 spočítame pomocou vzorca uvedeného v literatúre [18]. Hodnotu C_4 zvolíme $47 \mu\text{F}$ a dopočítame hodnotu rezistoru R_2 .

$$t_{odp} = 1,1 \cdot R_2 \cdot C_4 \Rightarrow R_2 = \frac{10 \cdot t_{odp}}{11 \cdot C_4} = \frac{10 \cdot 30}{11 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} = 580270,79 \Omega \quad (70)$$

Pre R_2 vyberáme najbližšiu možnú hodnotu z odporovej rady E_{24} a to $560 \text{ k}\Omega$.



Obr. 34 Zapojenie časovaču

5 Konštrukčné riešenie nabíjaču

Táto kapitola je venovaná konštrukčnému návrhu nabíjaču, konkrétne návrhu dosiek plošných spojov, výberu správne dimenzovaných elektronických komponentov pre osadenie do dosky plošných spojov, ale aj pre montáž do panelu prístroja. Ďalej je pre konštrukčný návrh potrebné nakresliť 3D model celého prístroja aj so všetkými zabudovanými komponentmi. Pomocou 3D modelu je možné skontrolovať, či v prístroji nedochádza ku kolíziám prvkov v ňom obsiahnutých, prípadne či sa dá bez problémov dostať ku všetkým konektorom a či bude možné na nich vytvoriť vodivé spojenie pomocou nakrimpovaných vodičov. Z 3D modelu je tiež možné vygenerovať technické výkresy pre nasledujúcu výrobu konštrukčnej krabice nabíjaču.

5.1 Návrh dosiek plošných spojov

Pri dizajne nabíjaču bolo na začiatku nutné zvoliť koncept na koľkých doskách plošných spojov je najvýhodnejšie navrhnuť celý prístroj. Profesionálne firmy, ktoré pracujú na vývoji spínaných zdrojov volia koncept dvoch dosiek plošných spojov usporiadaných do tvaru písmena L. Koncept usporiadania do písmena L pri správnom návrhu zaistí najväčšiu hustotu zastavaného priestoru v spínanom zdroji. Nakoľko sa však jedná o prototyp prístroja a na doske plošných spojov bude potrebné robiť mnoho meraní pri ladení zdroja a pri odstraňovaní chýb, je vhodné mať prístup ku všetkým častiam zdroja. Preto bol zvolený koncept jednej dosky plošných spojov na ktorej bude umiestnená všetka elektronika.

Pri návrhu dosky plošného spoja je potrebné dodržiavať veľa dôležitých pravidiel, aby sa podarilo zachovať všetky navrhnuté a vypočítané vlastnosti zariadenia. Bolo rozhodnuté, že plošný spoj bude nakreslený vo vývojovom prostredí Eagle 6.5.0 professional. Pred samotným kreslením je potrebné si ujasniť niektoré základné princípy, ako bude doska plošných spojov vyzeráť a ktoré vlastnosti sa budú musieť pri návrhu dodržiavať.

- Trieda presnosti – tento parameter udáva najmenší možný rozstup medzi dvomi vodivými miestami na doske plošných spojov a najmenšiu možnú vrtanú dieru. Pri návrhu tejto DPS bola zvolená trieda presnosti číslo 4, to znamená, že najmenšia možná diera môže mať vnútorný priemer 0,5mm a najtenší možný vodič, alebo medzera medzi vodičmi môže byť 0,2mm. Z bezpečnostných dôvodov bola však medzi nevýkonovými signálmi dodržiavaná medzera 0,4mm a pri výkonových signáloch rovnakého potenciálu medzera až 1,27mm.
- Galvanické oddelenie – pretože v tomto zariadení je potrebné mať galvanicky oddelenú vstupnú stranu od strany výstupu je dôležité na túto požiadavku mysliť aj pri návrhu dosky plošného spoja. Podľa normy ČSN musí byť izolačná bariéra medzi galvanicky oddelenými stranami aspoň 7,5mm, alebo bariéra musí mať zosilnenú izoláciu s pevnosťou minimálne 2,5 kV. To sa dá dosiahnuť napríklad použitím frézy v mieste galvanického oddelenia. Minimálna elektrická pevnosť 2,5 kV je predpísaná aj pre všetky elektronické komponenty, ktorými je galvanické oddelenie realizované.
- Počet vodivých vrstiev plošných spojov – pri začiatku návrhu DPS sa musí rozhodnúť na koľkých vrstvách plošných spojov bude doska dizajnovaná. Ideálne riešenie by bolo

navrhnuť DPS aspoň na štyroch vrstvách, kde by sa vnútornými vrstvami viedli výkonové signály a na vonkajších vrstvách „top“ a „bottom“ by boli umiestnené plôšky pre upevnenie elektronických súčiastok, signálové vodiče a digitálne zemné spojenie. Týmto by sa tiež zamedzilo rušeniu spôsobeným vedeným veľkých prúdov popri riadiacich obvodoch. Nakoľko je ale výroba štvor vrstvých dosiek finančne náročnejšia bola zvolená varianta dvoj vrstvej dosky so zosilnenou vrstvou medi na xx m pre vedenie veľkých výkonov po plošnom spoji.

- Chladenie pomocou DPS – na doske plošných spojov sú umiestnené elektronické súčiastky, ktoré sa pripevnené pomocou technológie SMT montáže a odvádzajú svoj stratový výkon priamo do medenej plochy pod sebou. Pre lepší tepelný odvod sú medené plochy pod súčiastkami spojené pomocou prekoviek. Takto sa u týchto súčiastok zvyšuje životnosť a odpadá potreba používania externých chladičov. Nevýhodou je, že pokiaľ je plocha pre potrebné chladenie moc veľká rastie s počtom súčiastok aj rozmer DPS.

6 Záver

Spracovaná diplomová práca nemá predstavovať konštrukčný návrh a spracovanie výrobnej dokumentácie pre sériovo vyrábaný produkt slúžiaci na nabíjanie komerčných elektrovozidiel, ale príkladné spracovanie riešenia pre konkrétny typ propagačného elektrovozidla, ktoré samotné je v stave vývoja a testovania. V konštrukcii nabíjačky boli zohľadňované rady požiadaviek na plánované použitie vozidla a vlastnosti použitých batériu. V úvode bol spracovaný prehľad komerčného riešenia nabíjacích staníc svetových výrobcov orientujúcich sa na potreby elektromobility. Úlohou bolo uviesť s akými technickými parametrami nabíjače v súčasnosti pracujú v problematike sériovo vyrábaných elektromobilov, či už po stránke nabíjacích výkonov, batérií, nabíjacích časov, príp. štandardov. Následná časť práce približuje požiadavky demonstračného elektromobilu katedry Elektroniky DEMOCAR na ktorý je navrhnutý vhodný nabíjací systém. Pri návrhu samotného nabíjača bol vykonaný rozbor možných riešení, ich výhody a nevýhody s následným výberom konečného riešenia, ktorému bola venovaná hlavná časť práce. Pri konštrukcii bola snaha používať moderné komponenty, využívať vhodných SW nástrojov, ako pre konštrukciu samotnú, tak aj pre overovanie návrhov v podobe simulácií, tak aby boli minimalizované prípadné chyby návrhu. V práci je spracovaná kompletná konštrukčná dokumentácia až po úroveň 3D návrhu. V prílohe tejto diplomovej práce je zdokumentovaný momentálny stav zo stavby prototypu nabíjača pre akumulátorovú batériu elektrovozidla. Finálny prototyp, jeho vzhľad ako aj dôležité namerané parametre a priebehy budú odprezentované pri obhajobe diplomovej práce pri štátnej záverečnej skúške.

Zoznam použitej literatúry

- [1] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno VUTIU, 2011. 480s. ISBN 978-80-214-4003-6
- [2] HAVEL, A. *Způsoby chlazení VPM, náhradní tepelná schemata*. Ostrava: Elektronický učebný text FEI VŠB-TUO v Ostrave. 2014.
- [3] STMICROELECTRONICS. *Regulating pulse width modulators SG3525A*. [online] 2012. [cit 2015-02-13] dostupné z : <<http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000958.pdf>>
- [4] BURR-BROWN. *Precision instrumentation amplifier INA114*. [online] 2012. [cit 2015-05-01] dostupné z : <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina114.pdf>>
- [5] KUZDAS, J. *Nové koncepce výkonových pulsních měničů s použitím extrémne rychlých spínacích polovodičů na bázi karbidu kremiku*. Brno: Diplomová práce na FEKT VUT v brně. 2014. 98s.
- [6] GWL. *The summary of the technical specification ZG-LFP020AH*. [online] 2012. [cit 2015-03-10] dostupné z : <<http://www.ev-power.eu/docs/web/2014/GWL-ZG-LFP020AH-Spec.pdf>>
- [7] SCHRACK. *I-Charge*. [online] 2015. [cit 2015-04-06] dostupné z : <<http://www.schrack.com/photovoltaics/i-charge/>>
- [8] ELEKTROMOBILITY. *Mapy dobíjecích stanic*. [online] 2015. [cit 2015-04-06] dostupné z : <http://www.elektromobily.org/wiki/Mapy_nab%C3%ADjec%C3%ADch_stanic>
- [9] NEW.ABB. *Terra 53 CJG*. [online] 2015. [cit 2015-04-06] dostupné z : <<http://new.abb.com/ev-charging/multi-standard/terra-53-cjg>>
- [10] HYBRID. *Počet rychlonabíječek CHAdEMO rychle roste* [online] 2015. [cit 2015-04-06] dostupné z : <<http://www.hybrid.cz/pocet-rychlodobjecek-chademo-rychle-roste>>
- [11] CHADEMO. *CHAdEMO's fast charging station in the world*. [online] 2015. [cit 2015-04-06] dostupné z : <<http://www.chademo.com/wp/>>
- [12] TESLA CLUB. *Tesla club*. [online] 2015. [cit 2015-04-06] dostupné z : <<http://teslaclub.sk/forum/tesla-motors-forum/tesla-motors>>
- [13] STMICROELECTRONICS. *N-channel STP45NF06* [online] 2013. [cit 2015-01-25] dostupné z : <<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00002243.pdf>>
- [14] STMICROELECTRONICS *Ultrafast recovery – 1200V diode STTH512*. [online] 2013. [cit 2015-02-17] dostupné z : <<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00096465.pdf>>

[15] DANYK. *Jednoduchý impulzný zdroj 12 V / 5 A*. [online] 2010. [cit 2015-03-17] dostupné z : <<http://danyk.cz/impulz3.html>>

[16] TEXAS INSTRUMENTS. *LM555 Timer*. [online] 2015. [cit 2015-02-17] dostupné z : <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf>>

[17] SCHAFFNER. *Excellent Performance EMC/EMI filter* [online] 2014. [cit 2015-01-05] dostupné z : <<http://www.farnell.com/datasheets/1851817.pdf>>

[18] JIRKY WEB. *Časovač NE555 s nastaviteľným časom zopnutia výstupu* [online] 2015. [cit 2015-03-01] dostupné z : <http://jirky.webz.cz/index.php?page=casovac_555>

Zoznam tabuliek

| | |
|---|----|
| Tab. 1 Rozdelenie nabíjačov používajúcich striedavú sieť (vnútorný nabíjač automobilu) [10]..... | 6 |
| Tab. 2 Rozdelenie nabíjačov priamo používajúcich výstupný jednosmerný prúd na nabíjanie akumulátorov [10] | 7 |
| Tab. 3 parametre použitých batérií vo vozidle DEMOCAR [6]..... | 9 |
| Tab. 4 porovnanie vlastností použitých batérií s klasickými akumulátormi | 10 |
| Tab. 5 Parametre použitého toroidného jadra..... | 36 |
| Tab. 6 Katalógové údaje tranzistoru STP45N65M5 [13]..... | 40 |
| Tab. 7 Parametre diódy STTH512 [14] | 42 |

Zoznam obrázkov

| | |
|---|----|
| Obr. 1 Tesla obelisk pred nabíjacími stanicami [12] | 4 |
| Obr. 2 Fotografia nabíjacej stanice Tesla [12] | 4 |
| Obr. 3 Príklady nabíjacích staníc od firmy Schrack [7] | 4 |
| Obr. 4 Verejné nabíjacie stanice od firmy ČEZ [8] | 5 |
| Obr. 5 Nabíjacia stanica Terra 50kW multistandard od firmy ABB [9] | 6 |
| Obr. 6 fotografia batériového článku použitého vo vozidle DEMOCAR [6] | 9 |
| Obr. 7 graf vybíjania batérií prúdom 2C (40A) pri rôznych teplotách (zelená – najvyššia povolená teplota, červená – najnižšia povolená teplota) [6] | 10 |
| Obr. 8 graf nabíjania batérií prúdom 1C (20A) pri rôznych teplotách (zelená – najvyššia povolená teplota, červená – najnižšia povolená teplota) [6] | 10 |
| Obr. 9 Jednočinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním | 11 |
| Obr. 10 Prieběhy dôležitých veličín v jednočinnom priepustnom zdroji | 12 |
| Obr. 11 Dvočinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním - plný most | 13 |
| Obr. 12 dôležité prieběhy dvočinného meniču - plný most pri záťaži | 14 |
| Obr. 13 Dvočinný mostíkový priepustný menič s tvrdým spínaním - polovičný most | 15 |
| Obr. 14 dôležité prieběhy dvočinného meniču - polovičný most | 15 |
| Obr. 15 Dvočinný priepustný menič - push - pull | 16 |
| Obr. 16 dôležité prieběhy dvočinného meniču push – pull | 16 |
| Obr. 17 Celkové zapojenie nabíjača | 20 |
| Obr. 18 zapojenie vstupných obvodov nabíjaču | 21 |
| Obr. 19 Vstupný EMC filter | 22 |
| Obr. 20 simulácia usmernenia striedavého napätia so vstupným filtrom, bez tlmivky v jednosmernom medziobvode | 25 |
| Obr. 21 simulácia usmernenia striedavého napätia so vstupným filtrom a s tlmivkou 2 mH v jednosmernom medziobvode | 25 |
| Obr. 22 Skutočné zapojenie jedného modulu budičov | 27 |
| Obr. 23 Signály generované obvodom SG3525 | 29 |
| Obr. 24 Základné zapojenie obvodu SG3525AN | 29 |
| Obr. 25 Zapojenie riadiacej časti nabíjača | 30 |
| Obr. 26 Prieběhy budiacich signálov výkonových tranzistorov PWM metódou | 31 |
| Obr. 27 Prieběhy budiacich signálov výkonových tranzistorov fázovou metódou | 32 |
| Obr. 28 zapojenie výkonového mostíku pre predchádzajúce ilustrácie budiacich prieběhov | 33 |
| Obr. 29 Schéma zapojenia prúdového obmedzovača | 35 |
| Obr. 30 zapojenie silovej časti obvodu | 39 |
| Obr. 31 Zapojenie výstupného usmerňovača s filtrom, prieběhy na výstupnom usmerňovači | 42 |
| Obr. 32 Náhradné schéma sekundárnych usmerňovačov ekvivalentným spínacím odporom | 43 |
| Obr. 33 Schéma zapojenia detektoru poklesu vstupného sieťového napätia | 45 |
| Obr. 34 Zapojenie časovaču | 46 |

Zoznam príloh

1. Návrh dosky plošných spojov výkonovej časti zdroja top strana
2. Návrh dosky plošných spojov výkonovej časti zdroja bottom strana
3. Schéma zapojenia výkonovej časti nabíjača
4. Návrh dosky plošných spojov časť budičov a riadenia top strana
5. Návrh dosky plošných spojov časť budičov a riadenia bottom strana
6. Schéma zapojenia časti budičov a riadenia
7. Predbežný 3D model dosky plošných spojov
8. Fotografia osadenej výkonovej dosky plošných spojov
9. Fotografia osadenej dosky budičov a riadenia

Prílohy